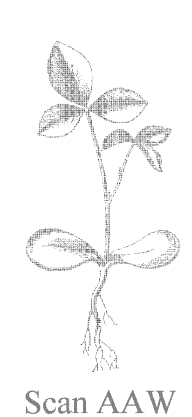

МАССОВАЯ
РАДИО
БИБЛИОТЕКА
Д.П.ЛИНДЕ
Д.П.ЛИНДЕ
РАДИОПЕРЕДАЮЩИЕ УСТРОЙСТВА

МАССОВАЯ
РАДИОБИБЛИОТЕКА

Выпуск 871

Д. П. ЛИНДЕ

РАДИОПЕРЕДАЮЩИЕ УСТРОЙСТВА





«ЭНЕРГИЯ»
МОСКВА 1974

Scan AAW

6Ф2.12
Л59
УДК 621.396.7

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

Берг А. И., Борисов В. Г., Белкин Б. Г., Бурлянд В. А., Ванеев В. И., Геништа Е. Н., Демьянов И. А., Ельяшкевич С. А., Жеребцов И. П., Канаева А. М., Корольков В. Г., Смирнов А. Д., Тарасов Ф. И., Чистяков Н. И., Шамшур В. И.

Линде Д. П.

Л 59 **Радиопередающие устройства.** М., «Энергия», 1974.

176 с. с ил. (Массовая радиобиблиотека. Вып. 871).

В книге излагаются в доступной для массового читателя форме общие принципы построения радиопередающих устройств. Описывается работа типовых каскадов, используемых в передатчиках различного назначения и диапазонов.

Книга предназначена для читателей, желающих повысить свою радиотехническую подготовку, радиолюбителей, техников и механиков по радио.

$Л\ \frac{30402\text{-}552}{051(01)\text{-}74}\ 315\text{-}74$ **6Ф2.12**

© Издательство «Энергия», 1974 г.

ВВЕДЕНИЕ

Радиопередающее устройство предназначается для создания интенсивного электромагнитного излучения в окружающем пространстве. Это излучение в большинстве случаев переносит полезную информацию, которая может быть принята на приемной стороне. В некоторых случаях излучение не несет никакой информации, но оно дает возможность судить о наличии передатчика или объекта, отражающего электромагнитную энергию, и о его движении относительно приемника.

Электромагнитные волны возбуждаются в пространстве, окружающем антенны — проводники, в которых происходят электрические колебания. Для возбуждения в них электрических колебаний используются генераторы переменной э. д. с. Длина волны излучаемых колебаний

$$\lambda = cT = c/f,$$

где c — скорость распространения электромагнитных волн, 300 000 км/с; T — период колебаний; f — частота.

Изучение условий излучения и особенностей распространения электромагнитных волн показало, что для переноса информации на большие расстояния наиболее пригодны волны с длиной менее 3 км, которые возбуждаются колебаниями с частотами свыше 100 000 Гц. Такие частоты принято называть *«высокими»* в отличие от частот колебаний, соответствующих диапазону слышимых звуков: 40—16 000 Гц, называемых *«низкими»*.

В настоящее время для передачи сообщений по радиоканалам используют следующие диапазоны волн:

Длинные волны $\lambda = (10 - 1)$ км; $f = (30 - 300)$ кГц.

Средние волны $\lambda = (1\,000 - 100)$ м; $f = (300 - 3\,000)$ кГц.

Короткие волны $\lambda = (100 - 10)$ м; $f = (3 - 30)$ МГц.

Ультракороткие волны * $\lambda < 10$ м; $f > 30$ МГц (сверхвысокие частоты).

Если ставится задача о передаче с помощью радиоволн звуковых сигналов, возникает противоречие: сами они не могут эффективно излучаться, а хорошо излучаемые высокочастотные колебания не имеют информативной ценности. Разрешить это противоречие возможно, если изменять хотя бы один из параметров высокочастотных колебаний (их амплитуду, частоту или фазу) по закону изменения звукового (низкочастотного) сигнала. Такой процесс принято в общем случае называть *«управлением»* высокочастотными колебаниями. Высокочастотные колебания, на которых, как в матрице, отпечатались звуковые колебания, хорошо излучаются антеннами.

---

* В данном диапазоне часто различают метровые, дециметровые, сантиметровые, миллиметровые и субмиллиметровые волны.

Радиоволны переносят на огромные расстояния информацию полезного сигнала, которая выделяется в радиоприемном устройстве. В связи с этим *высокочастотные колебания принято называть несущими колебаниями.*

Итак, радиопередающее устройство должно состоять из генератора высокочастотных (несущих) колебаний, антенны и устройства, управляющего колебаниями (рис. В-1). Для того чтобы понять принципы построения радиопередающих устройств, необходимо установить, каким важнейшим требованиям они должны отвечать. Основными требованиями являются:

1) наличие мощности колебаний, которая обеспечивала бы надежный прием передачи на заданной дальности;

2) поддержание такой степени постоянства частоты колебаний, при которой, с одной стороны, установленная связь не прерывалась бы и не требовалась подстройка приемника; с другой стороны, передатчик не создавал бы помех приему передач других радиостанций;

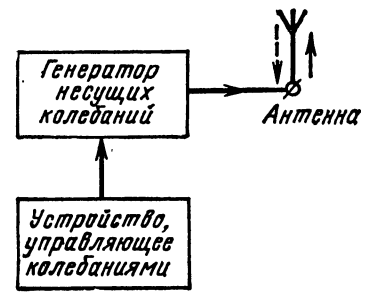


Рис. В-1. Структурная схема радиопередающего устройства.

3) наличие возможности изменения рабочей частоты для ухода с частот, занятых другими радиостанциями и использования тех волн, для которых условия распространения в данное время наиболее благоприятны;

4) достаточно точное отображение передаваемого смыслового сигнала (информации) в излученных электромагнитных волнах;

5) отсутствие излучения на частотах, отличных от заданной, что могло бы создать помехи приему других радиостанций;

6) схемные, конструктивные решения и выбор рабочих режимов должны обеспечивать высокую экономичность радиопередающего устройства.

Всякий передатчик содержит в своем составе *задающий генератор*. Он представляет собой устройство, преобразующее без всякого внешнего воздействия энергию источника постоянного тока в энергию высокочастотных незатухающих колебаний. Такое устройство называют *генератором с самовозбуждением*. В некоторых случаях этот генератор является единственным каскадом передатчика; он возбуждает колебания в антенне и на него же воздействует устройство, управляющее колебаниями. Однако такая структура передатчика не позволяет обеспечить высокую стабильность частоты. Любые воздействия других устройств будут как-то менять параметры задающего генератора, и частота его в некоторых пределах будет уходить от заданного значения. Допустимые же пределы этих уходов в настоящее время столь малы, что обычно оказывается необходимым изолировать задающий генератор и от антенны и от устройства, управляющего колебаниями. Это можно сделать, если колебания от задающего генератора подать на усилитель, связанный с антенной, на который будет воздействовать устройство, управляющее колебаниями (рис. В-2). Такой усилитель также преобразует энергию источника постоянного тока в энергию высокочастотных

колебаний, но только при воздействии на него *внешнего возбуждающего источника* (возбудителя) (в данном случае задающего генератора). Поэтому усилители называют также *генераторами с внешним возбуждением*. Усилитель может представлять собой сложную многокаскадную схему. Большинство современных радиопередающих устройств имеет структуру, приведенную на рис. 2.

Из сказанного можно заключить, что при изучении работы радиопередающих устройств необходимо рассмотреть следующие основные проблемы:

1) работу генераторов с внешним возбуждением;
2) работу генераторов с самовозбуждением;
3) методы обеспечения высокой стабильности частоты;
4) виды и методы управления колебаниями.

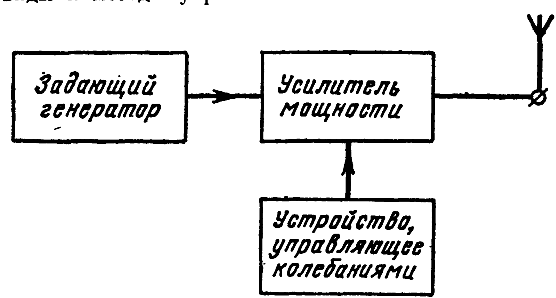


Рис. В-2. Современный многокаскадный передатчик.

С чего же целесообразно начать знакомство с техникой радиопередающих устройств? Следуя принципу приобретения знаний путем восхождения от простого к сложному, изложение принято начинать с рассмотрения устройства и работы генераторов с внешним возбуждением. Те сведения, которые читатель при этом получает, используются при изучении более сложных устройств — автогенераторов. В свою очередь знание принципов их работы позволяет понять, каким образом следует решать проблему стабилизации частоты. Изучение этих трех вопросов позволяет сознательно подойти к анализу методов управления колебаниями в передатчиках.

Необходимо заметить, что используемые генераторные приборы, схемные и конструктивные решения очень сильно меняются в зависимости от того, в каком диапазоне волн работает передатчик. Особенно своеобразные и сложные конструкции приходится использовать в диапазоне УКВ. Эти специфические решения оказались вынужденными в связи с тем, что по ряду причин устройства, хорошо работавшие на более длинных волнах, оказались непригодными для работы в диапазоне УКВ. Поэтому рассмотрение генераторов этого диапазона оказывается целесообразным производить после знакомства с работой генераторов, работающих на относительно низких частотах.

Особое место занимает быстро развивающаяся область — генераторы с полупроводниковыми приборами, хотя идеи, которые в них используются, в основном совпадают с теми, которые являются фундаментальными и для генераторов других типов.

Развитие общих идей генерации высокочастотных колебаний дает возможность описать работу и ряда интересных генераторов, которые используются не в радиопередатчиках, а в других радиоустройствах и приборах. Следует оговориться, что нас будут интересовать в основном генераторы гармонических (синусоидальных) колебаний. Многочисленные типы генераторов несинусоидальных колебаний рассматриваются в литературе по импульсной технике.

Таков круг вопросов и логика их изложения в данной книге. Используя только аппарат элементарной математики, автор попытается ввести читателя в курс довольно сложных и интересных проблем, решаемых с помощью нелинейных радиотехнических устройств. Изложение рассчитано на читателя, знакомого с основами линейной радиотехники: работой колебательных цепей, линий передач, связанных контуров, с принципом действия и характеристиками радиоламп и транзисторов.

ГЛАВА ПЕРВАЯ

ЛАМПОВЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ С ВНЕШНИМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ

1-1. ФИЗИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ ПРОЦЕССА ГЕНЕРАЦИИ НЕЗАТУХАЮЩИХ ВЫСОКОЧАСТОТНЫХ КОЛЕБАНИЙ

Возбуждение незатухающих колебаний в колебательном контуре. Если ставится задача о получении гармонических (синусоидальных) высокочастотных колебаний, естественно попытаться получить их с помощью тех электрических цепей, в которых они возникают после того, как им сообщается некоторый запас энергии. Известно, что гармонические колебания возникают в колебательном контуре,

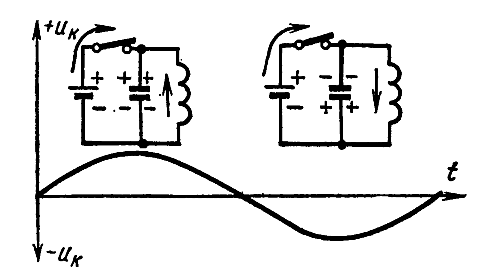


Рис. 1-1. Пополнение энергии контура источником постоянного тока.

если ему сообщить некоторую порцию энергии, например, путем заряда конденсатора. Однако эти колебания будут затухающими из-за затрат части энергии в основном на нагрев проводников, входящих в контур. Поэтому, если желательно получить незатухающие колебания, следует периодически пополнять потери энергии в контуре, что можно сделать, например, путем подзарядки конденсатора контура, периодически подключая его к источнику постоянной э. д. с. (рис. 1-1). Но легко заметить, что пополнение энергии в контуре

происходит, если контур подключается только в те моменты времени, когда на пластине конденсатора, соединенной с положительным зажимом источника, будут скапливаться положительные заряды. Только тогда источник будет подзаряжать конденсатор. Если же источник подключать в другую половину периода, т. е. когда полярность напряжения на конденсаторе противоположна полярности источника, конденсатор будет разряжаться. В первом случае заряды от источника, поступая в контур, будут преодолевать отталкивающее действие одноименных зарядов на пластинах конденсатора; во втором случае они будут испытывать притяжение зарядов противоположных знаков.

Всякое силовое воздействие — торможение или ускорение, которое испытывают движущиеся заряды, объясняется действием на них электрического поля зарядов, находящихся на пластинах контурного конденсатора. Это поле принято называть кратко полем контура.

Из сказанного следует: *заряды, поступающие в контур, пополняют запас энергии в нем, если они движутся в тормозящем поле контура*; *заряды, испытывающие действие ускоряющего поля контура, уменьшают запас его энергии.*

В приведенном примере поле контура действует на заряды, движущиеся от источника по проводнику, который дает возможность зарядам проходить от источника к контуру. Положение нисколько не изменится, если удастся каким-либо способом создать поток зарядов между пластинами конденсатора, не используя для этого проводник. Это достигается, например, в электронной лампе, которую присоединяют к контуру (см. рис. 1-3, *а*). Напряжение контура действует и на участке анод — катод лампы. Емкость между этими электродами представляет собой часть емкости контура; от катода к аноду движется поток электронов, который должен пополнять энергию в контуре.

Из проведенного рассмотрения ясно, что источник постоянного тока, непрерывно подключенный к контуру, не может поддерживать колебания в нем, так как половину периода будет происходить пополнение энергии в конуре, а в другую половину — такое же уменьшение ее. Необходимо иметь ключ, который бы в течение половины периода подключал источник к контуру, а в другую половину — отключал.

Такая система, состоящая из контура, источника и ключа, способна преобразовывать энергию источника в энергию высокочастотных незатухающих колебаний, т. е. является *генератором высокой частоты.*

Поддержание колебаний в контуре возможно также и при непрерывно протекающем токе, если в половину периода, благоприятную для пополнения энергии, в контур будет поступать зарядов больше, чем в полупериод, когда он отдает энергию (рис. 1-2, *а*). Такой режим работы генератора незатухающих колебаний называют режимом А.

Более высокая эффективность преобразования энергии источника достигается, когда заряды поступают в контур только в тормозящую половину периода, а во вторую половину периода источник будет отключен (рис. 1-2, *б*). При этом контур будет только получать энергию от источника и не расходовать свою энергию на ускорение его зарядов. Такой режим работы генератора принято называть режимом В.

Но этим не исчерпываются возможности еще большего повышения эффективности преобразования энергии. Очевидно, что такое преобразование будет происходить тем лучше, чем большее тормозящее действие испытывают заряды, поступающие в контур. Это условие выполняется, если заряды будут проходить только в течение небольшой части периода Δt, когда тормозящее поле контура максимально (рис. 1-2, *в*). Такой режим работы генератора принято называть режимом С. Чем меньше интервал времени Δt, тем эффективнее происходит преобразование энергии. Однако для передачи контуру нужного количества энергии в него должен поступать заряд определенной величины. Поэтому с уменьшением времени поступления Δt должен возрастать ток, отдаваемый источником. Это определяет ряд технических трудностей, ограничивающих возможное уменьшение времени поступления зарядов в контур.

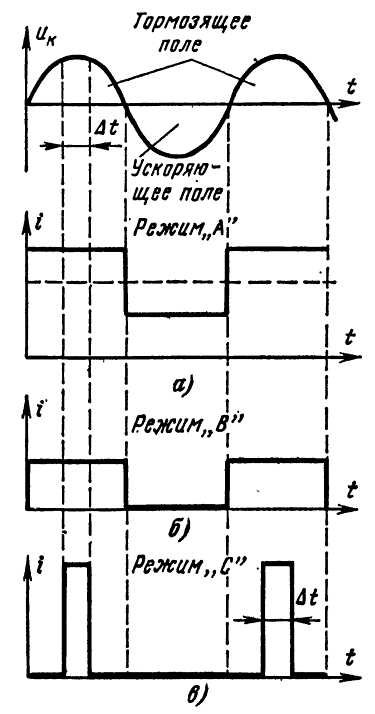


Рис. 1-2. Режимы работы ламповых генераторов.

Электронная лампа в качестве безынерционного ключа. Каким же образом можно практически реализовать генератор, основанный на таком принципе работы? Единственным элементом, выполнение которого еще не выяснено, является ключ, осуществляющий подключение и отключение источника питания. Поскольку речь идет о колебаниях высоких частот, ключ должен обладать огромным быстродействием. В качестве такого безынерционного ключа впервые нашла применение электронная трехэлектродная лампа.

Идеализированная (спрямленная) статическая характеристика электронной лампы приведена на рис. 1-3. На управляющую сетку лампы одновременно подаются два напряжения: постоянное отрицательное относительно катода, так называемое *«напряжение смещения»* $E_с$ и переменное высокочастотное напряжение, называемое *напряжением возбуждения* $U_с \cos \omega t$, имеющее ту частоту, на которую настроен контур (рис. 1-3, *а*). При малом (или нулевом) отрицательном смещении возможна работа лампы в режиме А (рис. 1-3, *б*). При этом лампа будет все время открыта, но ток ее будет убывать в неблагоприятную половину периода и возрастать в благоприятную.

При отрицательном смещении, соответствующем запиранию лампы, она половину периода будет открыта, а половину закрыта (рис. 1-3, *в*). Лампа работает в режиме В; соответствующее напряжение смещения принято обозначать $E_{сB}$.

Если еще больше увеличить напряжение смещения, лампа будет открываться на время, меньшее половины периода колебаний (рис. 1-3, *г*). Это соответствует работе в режиме С.

Во всех рассмотренных случаях пополнение энергии в контуре оказалось возможным благодаря использованию *неоднородного* (изменяющегося во времени) *электронного потока*. Наличие его является важнейшей особенностью любого генератора.

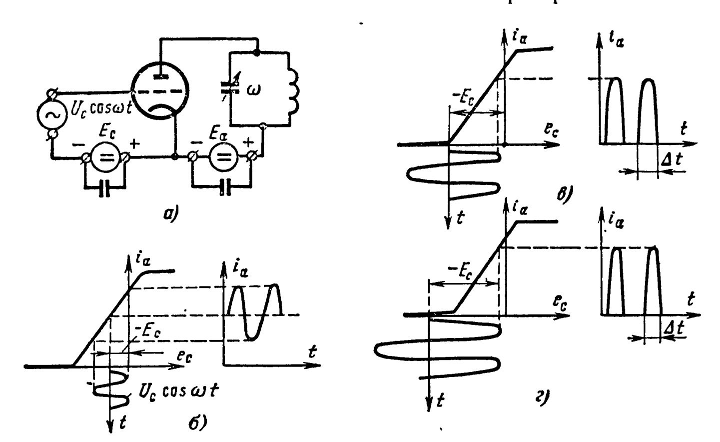


Рис. 1-3. Работа лампы в качестве безынерционного ключа.

На рис. 1-3, *б* видно, что в режиме А переменная составляющая анодного тока повторяет закон изменения напряжения на управляющей сетке, так как используется линейный участок характеристик лампы. Как уже отмечалось, этот режим характерен низкой эффективностью преобразования энергии, поэтому он используется только там, где необходимо точное воспроизведение на выходе сигнала, подаваемого на вход. К таким устройствам относятся, например, усилители колебаний низких частот.

Основное практическое использование в передатчиках находят генераторы, работающие в режимах В и С, когда лампа используется как управляемый нелинейный элемент. В этом случае форма анодного тока не соответствует переменному напряжению на сетке, а представляет собой периодическую последовательность отсеченных от синусоиды импульсов, следующих с частотой возбуждающего напряжения. Только в то время, когда лампа открыта, изменение анодного тока соответствует закону изменения возбуждающего напряжения. Для характеристики таких импульсов вводят понятие об их *амплитуде* (I_{am}) — максимальном мгновенном значении анодного тока и *угле отсечки* ψ, под которым понимают половину той доли периода колебаний (обычно выражаемой в градусах), в течение которой в лампе протекает анодный ток.

В соответствии с введенными понятиями в режиме А $\psi = 180°$; в режиме В $\psi = 90°$; в режиме С $\psi < 90°$.

Процессы в генераторе при синусоидальном напряжении возбуждения. Возникает вопрос: что может служить источником напряжения возбуждения? Здесь имеются два решения: можно использо-

вать внешний источник (другой генератор) или снимать напряжение со своего же контура, где колебания возникают при всяком нарушении электрического равновесия, например в момент включения источника питания. Для этого достаточно соединить контур с участком сетка — катод лампы дополнительной цепью, называемой *цепью обратной связи*. В первом случае образуется *генератор с внешним возбуждением* (рис. 1-4, *а*); во втором — *генератор с самовозбужде-*

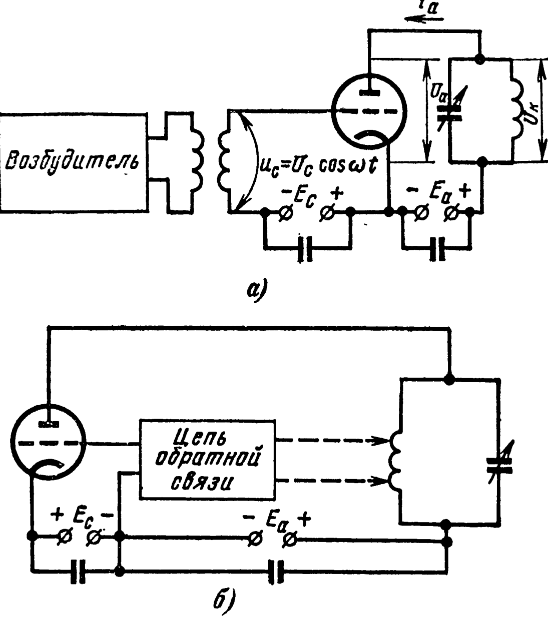


Рис. 1-4. Генераторы с внешним возбуждением и с самовозбуждением.

нием (рис. 1-4, *б*). В обоих случаях возбуждающее напряжение представляет собой синусоидально изменяющееся напряжение. Процесс преобразования энергии не зависит от того, что является источником напряжения возбуждения, поэтому он будет единым как в том, так и в другом генераторе. Рассмотрим механизм такого преобразования более подробно.

Проследим за развитием процессов, происходящих в различных цепях генератора.

На рис. 1-5, *а* приведены графики изменения напряжения на сетке e_c, представляющего собой сумму *напряжения возбуждения*

$$u_c = U_c \cos \omega t$$

и постоянного *напряжения смещения* E_c

$$e_c = -E_c + U_c \cos \omega t. \qquad (1\text{-}1)$$

(Здесь и далее большими буквами U, I будем обозначать амплитуды переменных величин, большими буквами E — э. д. с. источников

постоянного тока, малыми буквами e — результирующие мгновенные напряжения от суммы э. д. с. источника постоянного тока и переменного напряжения.

На рис. 1-5, *б* изображены импульсы анодного тока, когда напряжения на сетке подобраны так, что генератор работает в режиме В.

Возникает вопрос: по какому закону будет изменяться напряжение на контуре, возбуждаемом импульсами анодного тока лампы? Ответить на этот вопрос помогает теорема Фурье, доказываемая в курсе дифференциального и интегрального исчисления. Она говорит, что всякую периодическую последовательность импульсов тока (или других несинусоидальных, но периодических функций времени) можно заменить суммой постоянной величины, выражающей среднее за период значение тока, и синусоидально изменяющихся величин с периодами, в целое число раз отличающимися друг от друга:

$$i(t) = I_0 + I_1 \cos\left(\frac{2\pi}{T} t + \varphi_1\right) + I_2 \cos\left(2 \frac{2\pi}{T} + \varphi_2\right) + I_3 \cos\left(3 \frac{2\pi}{T} t + \varphi_3\right) + \ldots, \quad (1\text{-}2)$$

где $2\pi/T = \omega$.

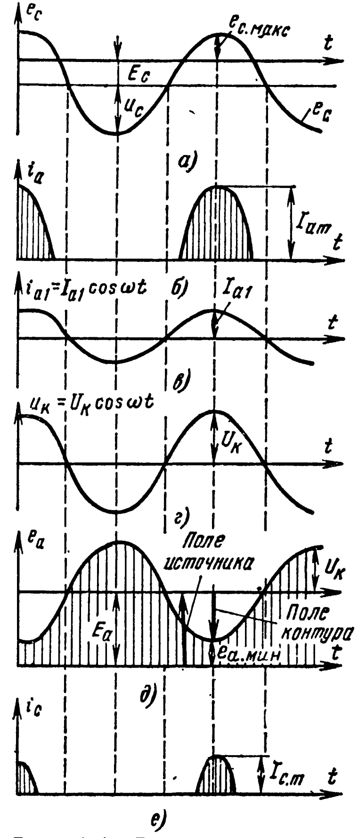


Рис. 1-5. Временные графики процессов в ламповом генераторе.

Составляющая, имеющая наибольший период, равный периоду функции $i(t)$, называется *первой* (*или основной*) *гармоникой*, остальные — *высшими гармониками*; их нумеруют в соответствии с возрастанием частоты — второй, третьей и т. д. Теорема Фурье позволяет не только определить частоты составляющих, но и их амплитуды и начальные фазы. При этом оказывается, что если импульсы симметричны, как в рассматриваемом случае, то все начальные фазы гармоник равны нулю или π, а ток в импульсе, и первая гармоника анодного тока достигают максимума одновременно (рис. 1-5, *в*).

Конечно, замена несинусоидальной функции суммой синусоидальных представляет собой только удобный математический прием, упрощающий анализ воздействия различных несинусоидальных токов на радиотехнические цепи. Но поскольку справед-

ливость данного представления доказана строго математически, можно оперировать понятиями о гармониках, как с физической реальностью.

Если начало отсчета времени производить от максимального значения напряжения на сетке (и максимального значения анодного тока), то на основании сказанного выше анодный ток может быть представлен в виде суммы:

$$i_а = I_{а0} + I_{а1} \cos \omega t + I_{а2} \cos 2\omega t + I_{а3} \cos 3\omega t + \ldots \quad (1\text{-}3)$$

Очевидно, что чем больше амплитуда импульсов, тем больше постоянная составляющая и амплитуды гармоник, т. е.

$$I_{а0} = \alpha_0 I_{am}; \quad I_{а1} = \alpha_1 I_{am}; \quad I_{а2} = \alpha_2 I_{am} \cdots, \quad (1\text{-}4)$$

где коэффициенты пропорциональности α_0, α_1, α_2 ... называются коэффициентами гармонических составляющих импульсов. Их значения зависят от угла отсечки (рис. 1-6).

Рис. 1-6. Зависимости коэффициентов разложения косинусоидальных импульсов от углов отсечки.

Из курса радиотехники известно, что для синусоидального тока (или косинусоидального, — их отличие заключается лишь в начале отсчета времени) параллельный контур, настроенный на его частоту, представляет обычно большое эквивалентное чисто активное сопротивление

$$R_э = \frac{L}{Cr} = \frac{\rho^2}{r} = \frac{(\omega L)^2}{r} = \frac{1}{(\omega C)^2 r},$$

где L — индуктивность; C — емкость; r — сопротивление потерь; ρ — характеристическое сопротивление контура. Если контур настроен на первую гармонику анодного тока, она создает на контуре падение напряжения

$$u_к = R_э I_{а1} \cos \omega t = U_к \cos \omega t.$$

Вследствие того что используемые обычно контуры имеют высокую добротность, падением напряжения от высших гармоник можно пренебречь. Законы изменения первой гармоники анодного тока и напряжения на контуре приведены на рис. 1-5, *в*, *г*.

Согласно закону Кирхгофа для замкнутой цепи, состоящей из источника, контура и лампы, напряжение на аноде

$$e_а = E_а - u_к = E_а - U_к \cos \omega t. \quad (1\text{-}5)$$

Закон изменения этого напряжения приведен на рис. 1-5, *д*, из которого, как и из сравнения выражений для $e_с$ и для $e_а$, видно, что переменные составляющие напряжения на сетке и на аноде изменяются противофазно.

Графики на рис. 1-5, *д* поясняют механизм преобразования энергии источника анодного напряжения в энергию высокочастотных колебаний. Электрическое поле источника анодного напряжения в пространстве между анодом и катодом лампы ускоряет элект-

роны, эмиттированные катодом, сообщая им некоторый запас кинетической энергии. В том же пространстве на электроны действует тормозящее поле контура, скорость электронов под его воздействием уменьшается, они теряют часть запасенной кинетической энергии; на столько же возрастает запас электрической энергии контура; остаток кинетической энергии электронов превращается в тепло при ударе их об анод.

Процесс пополнения энергии в контуре можно объяснить и иначе. Когда в пространстве между анодом и катодом появляется электрон, по закону электростатической индукции он наводит на электродах положительные заряды. При перемещении электрона от катода к аноду сила притяжения электроном положительных зарядов на анод будет возрастать, а у катода — уменьшаться, и во внешней цепи через контур потечет ток от катода к аноду (рис. 1-7). Этот ток называется *наведенным*. Чем больше напряжение на сетке, тем больше электронов летит к аноду, образуя так называемый *конвекционный ток*, и тем больше ток наведенных положительных зарядов во внешней цепи. Когда электроны достигают анода, они нейтрализуют приходящие туда положительные заряды, и наведенный ими ток прекращается.

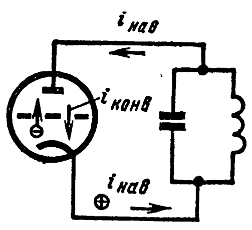


Рис. 1-7. Конвекционный и наведенный токи в цепи генератора.

Первая гармоника наведенного анодного тока, проходя через контур, выделяет на нем, как на активном сопротивлении, мощность

$$P=\frac{1}{2}U_{к}I_{a1}=\frac{1}{2}I_{a1}^2R_{э}=\frac{1}{2}U_{к}^2/R_{э},$$

которую принято называть *колебательной, или генерируемой мощностью*.

Даже если через источник анодного напряжения будут проходить все составляющие анодного тока, мощность, отдаваемая им, будет определяться только постоянной составляющей, так как переменные составляющие половину периода будут отбирать, а во вторую половину возвращать энергию источнику, т. е.

$$P_0=I_{a0}E_{a}. \quad (1\text{-}6)$$

Эту мощность принято называть *мощностью, потребляемой генератором*. Согласно закону сохранения энергии разность между потребляемой и генерируемой мощностями определяет тепловую *мощность, рассеиваемую на аноде лампы*:

$$P_{a}=P_0-P. \quad (1\text{-}7)$$

Отношение генерируемой мощности к потребляемой характеризует эффективность преобразования энергии в генераторе и называется *коэффициентом полезного действия (к. п. д.)* генератора

$$\eta=\frac{P}{P_0}=\frac{\frac{1}{2}U_{к}I_{a1}}{E_{a}I_{a0}}. \quad (1\text{-}8)$$

Энергетические соотношения в сеточной цепи. Если напряжение на сетке достигает положительных значений, часть электронов

перехватывается сеткой и возникает сеточный ток, имеющий характер усеченных импульсов (рис. 1-5, *е*), максимумы которых совпадают во времени с максимальными мгновенными напряжениями на сетке. Сеточный ток можно, как и анодный, представить в виде

$$i_c = I_{c0} + I_{c1}\cos\omega t + I_{c2}\cos 2\omega t + I_{c3}\cos 3\omega t + \ldots \qquad (1\text{-}9)$$

Сеточный ток появляется под действием источника возбуждения; мощность, которую он при этом затрачивает, можно подсчитать как

$$P_в = \frac{1}{2} U_c I_{c1}. \qquad (1\text{-}10)$$

Средняя мощность взаимодействия источника возбуждения, напряжение которого изменяется с частотой ω, с постоянной составляющей сеточного тока и со всеми высшими гармоническими составляющими равна нулю.

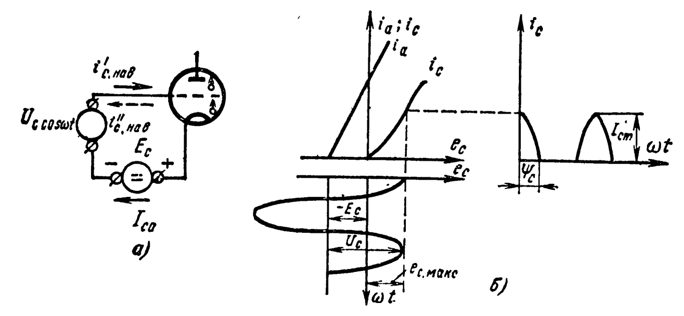


Рис. 1-8. Токи и напряжения в сеточной цепи генератора.

Мощность возбуждения расходуется частично на подзарядку источника смещения, так как направление постоянной составляющей сеточного тока противоположно направлению тока, который стремится создать источник смещения (рис. 1-8, *а*). Эта мощность равна

$$P_{c0} = E_{c0} I_{c0}.$$

Оставшаяся часть мощности возбуждения расходуется на нагрев сетки ударяющимися о нее электронами

$$P_c = P_в - P_{c0} = \frac{1}{2} U_c I_{c1} - E_c I_{c0}.$$

Отношение генерируемой мощности к мощности возбуждения определяет *коэффициент усиления каскада по мощности*

$$k_p = \frac{P}{P_в} = \frac{\frac{1}{2} I_{a1} U_к}{\frac{1}{2} I_{c1} U_c}. \qquad (1\text{-}11)$$

Если напряжение на сетке не заходит в область положительных значений, сеточного тока нет и коэффициент усиления согласно последнему соотношению равен бесконечности, так как источник возбуждения не затрачивает мощности на создание неоднородного

(непостоянного во времени) электронного потока в лампе. На первый взгляд это может показаться невероятным, поскольку любое воздействие должно сопровождаться затратой энергии. Но легко объяснить, что затраты энергии при этом не являются обязательными. Действительно, электроны, подлетающие к сетке, наводят в ней возрастающие положительные заряды, которые притекают к сетке со стороны катода (сплошная стрелка на рис. 1-8, *а*). Электроны, удаляющиеся от сетки к аноду, перестают удерживать положительные заряды на сетке, и они уходят на катод (пунктирная стрелка на рис. 1-8, *а*). Таким образом, в цепи возбуждения подлетающими и удаляющимися электронами наводятся токи противоположных направлений. Если лампа является безынерционным регулятором тока, то сколько электронов подлетает к сетке, столько же и улетает от нее; в этом случае результирующий наведенный ток и мощность возбуждения равны нулю.

Работа без сеточных токов называется *буферным режимом* генератора с внешним возбуждением. Он используется относительно редко: анодный ток, близкий к максимальному для данной лампы значению, может быть получен только при положительных напряжениях на сетке.

Таким образом, усиление каскада зависит согласно (1-11) от соотношения между анодным и сеточным токами и от соотношения между напряжением на контуре (на аноде) и напряжением возбуждения. Между этими токами и напряжениями существует определенная связь. Действительно, *токи, протекающие в данный момент времени в цепях различных электродов лампы, определяются теми напряжениями, которые в этот момент действуют на данных электродах*. Используя это правило для момента действия максимального напряжения на сетке (рис. 1-5), можно заключить, что амплитуды импульсов анодного и сеточного токов определяются двумя мгновенными напряжениями:

$$e_{\text{с.макс}} = -E_{\text{с}} + U_{\text{с}}.$$

и

$$e_{\text{а.мин}} = E_{\text{а}} - U_{\text{к}}.$$

Все составляющие пропорциональны амплитудам импульсов. Поэтому, например, уменьшение напряжения на контуре при его расстройке приводит к увеличению минимального мгновенного (остаточного) напряжения на аноде $e_{\text{а.мин}}$ при том же $e_{\text{с.макс}}$, что приводит к возрастанию импульса анодного тока и уменьшению импульсов сеточного тока, т. е. происходит *перераспределение электронного тока между электродами лампы* в пользу анода. Одновременно и пропорционально изменяются постоянные составляющие токов. Это обстоятельство используется для индикации настройки каскада по чувствительным приборам постоянного тока. Так, например, показателем правильной настройки является минимум $I_{\text{а0}}$ и максимум $I_{\text{с0}}$.

1-2. НАГРУЗОЧНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЛАМПОВЫХ ГЕНЕРАТОРОВ

При разработке и наладке любого генератора встает вопрос о нахождении режима, в котором генератор отдает в нагрузку максимальную мощность при достаточно высоком к. п. д. или большом коэффициенте усиления. Было показано, что токи в цепях генератора,

а следовательно, и все энергетические показатели зависят от напряжений, действующих на электродах лампы. В частности,

$$I_{a1}=f(U_к). \qquad (1\text{-}12)$$

Но в анодной цепи существует и обратная зависимость: чем больше ток, тем больше напряжение на контуре:

$$U_к=I_{a1}R_э. \qquad (1\text{-}13)$$

Следовательно, если эквивалентное сопротивление контура изменяется, то меняется напряжение на нем, анодный ток, сеточный ток и все энергетические показатели генератора.

Зависимости потребляемой мощности P_0, генерируемой мощности P и к. п. д. генератора от эквивалентного сопротивления контура носят название *нагрузочных характеристик генератора*. Нагрузочные характеристики снимаются экспериментально или рассчитываются при условии, что напряжения $E_а$, $-E_с$ и $U_с$ остаются неизменными. Рассчитать эти важнейшие эксплуатационные характеристики непосредственно как результат совместного решения зависимостей (1-12) и (1-13) можно, если известна функция (1-12). Однако определение ее аналитическим путем — очень сложная задача. Найдем эту зависимость качественно на основании графических построений, задаваясь различными значениями амплитуд напряжения на контуре при некоторых фиксированных напряжениях смещения и возбуждения. Такие построения можно проделать, учитывая, что в *динамическом режиме* (при наличии нагрузки в анодной цепи) напряжения на сетке и аноде, как было показано, изменяются одновременно по законам:

$$e_с=-E_с+U_с\cos\omega t;$$
$$e_а=E_а-U_к\cos\omega t.$$

Находя по этим выражениям значения напряжений на сетке и аноде в отдельные моменты времени, можно на семействе статических характеристик найти соответствующие им значения анодного тока. Соединив затем эти точки плавной кривой, получим зависимости анодного тока от одновременно изменяющихся напряжений на сетке и аноде, называемые *динамическими характеристиками*. (Напомним, что статические характеристики выражают зависимость анодного тока от одного из этих напряжений при фиксированном значении другого.) Такие построения дают возможность одновременно построить и форму импульса анодного тока.

Для наглядности эти построения будут проведены как на анодно-сеточных, так и на анодных характеристиках лампы при выборе, смещения, определяющего работу генератора в режиме В. Благодаря симметричному характеру изменения напряжений и токов построения достаточно проводить в пределах четверти периода.

Рассмотрим следующие характерные случаи:

1. $U_{к1}=0$ (что возможно только при коротком замыкании нагрузки).

В этом случае в любой момент времени $e_а=E_а$, и анодный ток изменяется в анодно-сеточной системе по статической характеристике, снятой для этого напряжения. В анодной системе мгновенные значения анодного тока будут определяться статическими характеристиками, снятыми для соответствующих напряжений на сетке при неизменном напряжении на аноде $e_а=E_а$. А это означает,

что динамическая характеристика будет иметь вид вертикальной прямой, оканчивающейся на статической характеристике, снятой при напряжении $e_{с.макс}$ (рис. 1-9). Импульс анодного тока, полученный непосредственно из рис. 1-9, *а*, соответствующий данному случаю, обозначен на рис. 1-9, *в* кривой *1*.

2. $U_к = U_{к2} > 0$.

В этом случае одновременно с напряжением на сетке изменяется напряжение на аноде, как это показано на анодных характеристиках на рис. 1-9, *б*. В момент $t_1 = 0$ $e_с = e_{с.макс}$, а $e_а = E_а - U_{к2} = e_{а.мин2}$ и этим напряжениям соответствует значение тока $I_{аm2}$. В некоторый момент $\omega t_2 > 0$ $e_с = e_{с2} < e_{с.макс}$ и $e_а = e_{а2} > e_{а.мин2}$; этим напряжениям соответствует ток $i_{а2} < I_{аm2}$. В момент ωt_3, когда $\omega t_3 = \pi/2$, $e_с = -E_с$, а $e_а = E_а$. Поскольку напряжение $E_с$ выбрано равным $E_{сВ}$, ток в этот момент прекращается. В промежуточные моменты времени аналогично могут быть получены промежуточные значения токов, которые образуют динамическую характеристику *2* и импульс тока, отмеченный кривой *2*.

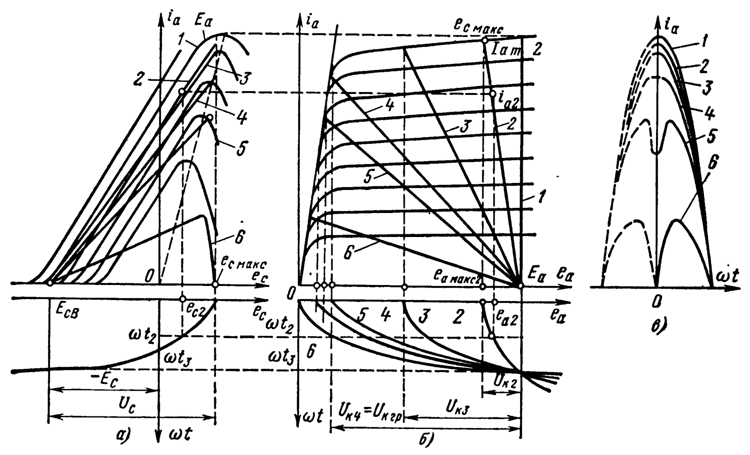


Рис. 1-9. Динамические характеристки и импульсы анодного тока.

3. $U_к = U_{к3} > U_{к2}$.

Аналогичным методом можно получить динамическую характеристику *3*, имеющую больший наклон, чем наклон характеристики *2*. Это естественно, так как, например, в некоторый момент времени t_2 при одном и том же напряжении на сетке напряжение на аноде в случае 3 меньше, чем в случае 2, поэтому анодный ток в случае 3 должен быть меньше, чем в случае 2. Следовательно, чем больше амплитуда напряжения на контуре, тем больше наклон динамической характеристики и тем меньше амплитуда импульса анодного тока. Это уменьшение будет незначительным до значения $U_к = U_{к4}$, когда верхний конец динамической характеристики попадает на линию спада анодного тока. Все динамические характеристики в рассматриваемой области линейны, и импульсы анодного тока еще сохраняют косинусоидальную форму.

4. $U_к = U_{к5} > U_{к4}$.

Динамическая характеристика достигает линии спада анодного тока при $e_а > e_{а.мин5}$. Дальнейшее уменьшение анодного напряжения приводит к уменьшению анодного тока по линии спада. Это происходит из-за перераспределения электронного потока в лампе при малых мгновенных напряжениях на аноде в пользу сетки, напряжение на которой в это время растет. Амплитуда импульса анодного тока уменьшается, и в его вершине появляется впадина.

5. $U_к = U_{к6} = E_а$.

Явления, наблюдавшиеся в предыдущем случае, проявляются еще ярче: возрастает наклон динамической характеристики, уменьшается импульс анодного тока и впадина превращается в полный провал, поскольку в момент $t = 0$ $e_{а.мин} = 0$ и анодный ток исчезает; сеточный ток, наоборот, достигает максимума.

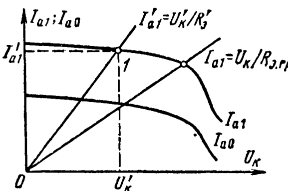


Рис. 1-10. Зависимости первой гармоники и постоянной составляющей анодного тока от амплитуды напряжения на контуре.

Проведенные построения позволяют сделать определенные выводы.

Все режимы генератора можно разделить на группы:

режимы работы с косинусоидальными (неискаженными) импульсами при малых сеточных токах. Такие режимы принято называть *недонапряженными*;

режимы работы с импульсами со впадинами в вершине (искаженными импульсами), возникающими за счет резкого возрастания сеточного тока. Такие режимы принято называть *перенапряженными*;

режим, разделяющий эти две группы, при котором верхний конец динамической характеристики попадает на линию спада анодного тока и появляется уплощение в вершине импульса анодного тока, называют *граничным*.

Опыт показывает, что это происходит, когда сеточный ток достигает (10—15)% анодного тока. В соответствии с этим линию спада анодного тока принято называть также *линией граничного* режима. У современных ламп эта линия имеет высокую крутизну, поэтому граничный режим обычно наблюдается, когда напряжение на контуре по величине близко к анодному напряжению

$$U_{к4} = U_{к.гр} = (0{,}8 \div 0{,}9)\, E_а.$$

Определим теперь характер зависимостей

$$I_{а1} = f(U_к) \quad и \quad I_{а0} = f(U_к).$$

Во всех рассмотренных режимах угол отсечки оставался неизменным, поэтому первая гармоника и постоянная составляющая анодного тока в области недонапряженного режима изменяются пропорционально амплитуде импульсов анодного тока. Следовательно, начиная с режима короткого замыкания вплоть до граничного режима они монотонно и незначительно уменьшаются (рис. 1-10). При переходе в перенапряженный режим обе эти составляющие резко уменьшаются из-за уменьшения амплитуд импульсов и дополнительно из-за появления впадин в их вершинах.

Полученные результаты позволяют перейти к построению зависимостей показателей режимов от сопротивления нагрузки, которые называют *нагрузочными характеристиками*. Для этого на графике рис. 1-10 построим семейство зависимостей $I_{a1} = U_к/R_э$ при различных значениях $R_э$. Оно имеет вид веера прямых, наклон которых возрастает с ростом $R_э$. Точки пересечения этих прямых с зависимостью $I_{a1} = f(U_к)$ определяют те значения $U_к$ и I_{a1}, которые установятся в генераторе при данном сопротивлении нагрузки $R_э$, что позволяет построить зависимости $I_{a1} = f_1(R_э)$; $U_к = f_2(R_э)$ и $I_{a0} = f_3(R_э)$ (рис. 1-11, *а*). Они показывают, что с увеличением сопротивления нагрузки от нуля до $R_{э.гр}$, при котором генератор переходит в граничный режим, напряжение на контуре монотонно и почти линейно возрастает. При дальнейшем увеличении сопротивления нагрузки генератор переходит в перенапряженный режим, где даже

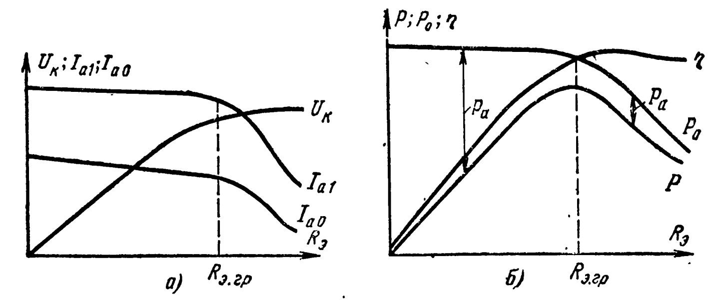


Рис. 1-11. Нагрузочные характеристики лампового генератора.

значительное увеличение нагрузочного сопротивления приводит лишь к небольшому возрастанию напряжения на контуре. Первая гармоника и постоянная составляющая анодного тока в недонапряженном режиме вплоть до граничного уменьшаются довольно слабо, а в перенапряженном — резко падают.

Теперь легко показать, как изменяется генерируемая мощность $P = \frac{1}{2} I_{a1} U_к$ с ростом нагрузки. В недонапряженном режиме, где напряжение на контуре возрастает, а первая гармоника почти не меняется, генерируемая мощность будет возрастать вплоть до граничного режима. В перенапряженном режиме напряжение на контуре почти не меняется, а первая гармоника резко уменьшается, поэтому генерируемая мощность будет падать. Отсюда следует, что максимальную генерируемую мощность генератор отдает в граничном режиме (рис. 1-11, *б*).

Потребляемая мощность $P_0 = I_{a0} E_a$ изменяется так же, как постоянная составляющая анодного тока, мало уменьшаясь в недонапряженном режиме и резко — в перенапряженном.

Зная закон изменения потребляемой и генерируемой мощностей, легко найти вид зависимости к. п. д. $\eta = P/P_0$ от сопротивления нагрузки, показанной на рис. 1-11, *б*. В недонапряженном режиме, где потребляемая мощность почти неизменна, а генерируемая растет, к. п. д. также возрастает. В перенапряженном режиме и генерируемая и потребляемая мощности падают, а их отношение остается почти неизменным.

Мощность, рассеиваемая на аноде $P_а = P_0 - P$, велика при малом сопротивлении нагрузки и монотонно уменьшается с ее увеличением.

Сеточный ток возрастает с увеличением сопротивления нагрузки, поэтому возрастает и мощность возбуждения и мощность, рассеиваемая на сетке. Это возрастание происходит особенно резко в перенапряженном режиме.

Полученные таким образом нагрузочные характеристики лампового генератора являются важнейшими эксплуатационными зависимостями, которые показывают, что наиболее выгодным энергетически режимом является граничный режим генератора, в котором он отдает максимальную мощность при к. п. д., близком к максимуму. Чаще всего этот режим и используют в ламповых генераторах, но не всегда. Иногда в данном режиме мощность, рассеиваемая на сетке, превышает допустимое значение, тогда отступают в область недонапряженного режима. Этот режим используется также, когда важно получить максимальный коэффициент усиления по мощности (малую мощность возбудителя) и в ряде других случаев, о которых будет сказано далее. Реже используют перенапряженный режим, преимущественно тогда, когда желательно, чтобы напряжение на выходе мало менялось от изменения нагрузки, и когда важно получить максимальный к. п. д. или уменьшить мощность, рассеиваемую на аноде. Но в большинстве случаев этот режим недопустим из-за чрезмерной мощности, рассеиваемой на сетке. Напряженность режима определяется не только нагрузкой, но и всеми питающими напряжениями. Подробнее это будет описано при рассмотрении амплитудной модуляции.

1-3. ОСНОВНЫЕ РАСЧЕТНЫЕ СООТНОШЕНИЯ ДЛЯ ЛАМПОВЫХ ГЕНЕРАТОРОВ

Из приведенного качественного рассмотрения работы лампового генератора следует, что для определения энергетических показателей режима генератора необходимо прежде всего располагать ста-

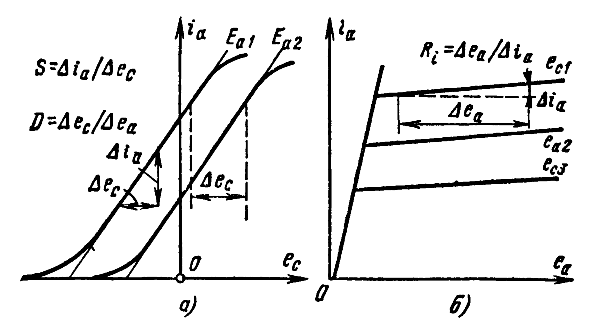


Рис. 1-12. Идеализация статических характеристик ламп.

тическими характеристиками лампы. Это позволит произвести построение динамических характеристик, найти формы импульсов, а затем и рассчитать все параметры режима. Однако путь графических построений очень трудоемок. Желательно иметь некоторые аналити-

ческие соотношения, которые позволяли бы достаточно быстро производить необходимые расчеты. Эта задача может быть решена, если известно аналитическое выражение, описывающее ход статических характеристик лампы. Однако получить достаточно простое и точное выражение для них не удается. Плодотворной оказалась идея А. И. Берга замены реальных характеристик отрезками прямых (рис. 1-12). Такая аппроксимация позволяет использовать в области недонапряженного и граничного режимов неизменные параметры лампы — крутизну S, проницаемость D (коэффициент усиления μ), внутреннее сопротивление R_i.

Пользуясь этими параметрами, найдем выражение для уравнения статических характеристик лампы. Уравнение характеристики, выходящей из начала координат при некотором анодном напряжении E_{a0} (рис. 1-13), очевидно:

$$i_a = Se_c,$$

а для характеристики, смещенной влево на величину E_{cB},

$$i_a = S\left(e_c - E_{cB}\right). \quad (1\text{-}14)$$

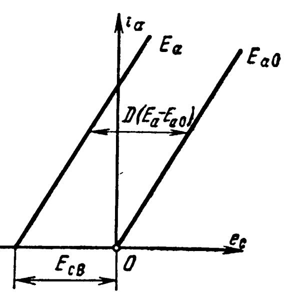


Рис. 1-13. Связь анодного напряжения и напряжения геометрического смещения.

Это смещение получено в результате повышения анодного напряжения от E_{a0} до E_a. Напряжение E_{cB} можно выразить через значения анодного напряжения, пользуясь тем, что проницаемость

$$D = -\frac{\Delta e_c}{\Delta e_a} \quad (\text{при } i_a = \text{const}) = -\frac{0 - E_{cB}}{E_a - E_{a0}},$$

откуда

$$E_{cB} = -D\left(E_a - E_{a0}\right), \quad (1\text{-}15)$$

и выражение (1-14) переписывается в виде

$$i_a = S\left[e_c + D\left(E_a - E_{a0}\right)\right]. \quad (1\text{-}16)$$

Это и есть уравнение семейства статических характеристик лампы: придавая различные значения величине E_a, можно получить уравнение соответствующей статической характеристики лампы.

Пользуясь выражением (1-16), можно получить и уравнение динамической характеристики в области недонапряженных режимов. Действительно, все точки динамических характеристик лежат на статических характеристиках лампы, а напряжения на сетке и аноде связаны соотношениями (1-1), и (1-5):

$$\left.\begin{aligned} e_c &= -E_c + U_c \cos\omega t; \\ e_a &= E_a - U_к \cos\omega t. \end{aligned}\right\}$$

Подставляя их в выражение (1-16) и группируя вместе постоянные и переменные члены, получаем:

$$i_a = S\left[\left(U_c - DU_к\right)\cos\omega t + D\left(E_a - E_{a0}\right)\right] \quad (1\text{-}17)$$

или, используя соотношение (1-15), можно записать это выражение в виде

$$i_a = S\left[\left(U_c - DU_к\right)\cos\omega t + E_{cB} - E_c\right]. \quad (1\text{-}18)$$

Выражения (1-17) и (1-18) являются уравнениями динамических характеристик лампы и справедливы при $0 \leqslant i_а \leqslant I_{а m}$.

Обратим внимание на переменную составляющую в данных выражениях

$$i_{а\sim} = S\,(U_с - DU_к)\cos\omega t.$$

В лампе с нулевой проницаемостью

$$i_а = SU_с \cos\omega t.$$

Следовательно, благодаря проницаемости лампы как бы уменьшается амплитуда напряжения возбуждения из-за одновременного противофазного изменения напряжения на аноде. Этот эффект носит название *реакции анода*. Величину кажущегося переменного напряжения, действующего на сетке при учете реакции анода

$$U_у = U_с - DU_к, \tag{1-19}$$

называют *управляющим напряжением*.

Выражение (1-18) можно использовать для двух характерных моментов времени $\omega t = 0$, когда $i_а = I_{аm}$, и $\omega t = \psi$, когда $i_а = 0$

$$I_{аm} = S\,[(U_с - DU_к) - E_с + E_{св}]; \tag{1-20}$$

$$0 = S\,[(U_с - DU_к)\cos\psi - E_с + E_{св}]. \tag{1-21}$$

Вычитая (1-21) из (1-20), получаем:

$$I_{аm} = S\,(U_с - DU_к)\,(1 - \cos\psi),$$

откуда

$$I_{а1} = I_{аm}\alpha_1 = S\alpha_1\,(U_с - DU_к)\,(1 - \cos\psi) = S\alpha_1\,(1 - \cos\psi)\,U_у. \tag{1-22}$$

Если лампа используется на линейном участке ее характеристик (т. е. в режиме А рис. 1-3, *б*), то согласно зависимостям на рис. 1-6 при $\psi = 180°$, $\alpha_1 = 0{,}5$, а $\cos\psi = -1$, поэтому

$$I_{а1} = SU_у.$$

Сравнивая это выражение с зависимостью (1-22), можно заключить, что коэффициент пропорциональности между амплитудой первой гармоники анодного тока и амплитудой управляющего напряжения имеет смысл *средней крутизны* лампы в нелинейных режимах В или С:

$$S_{ср} = S\alpha_1(\psi)\,(1 - \cos\psi). \tag{1-23}$$

Физический смысл этой величины хорошо виден на примере режима В (рис. 1-3, *в*). В этом режиме согласно данным графика на рис. 1-6 $\alpha_1 = 0{,}5$, $\cos\psi = 0$ и $S_{ср} = S/2$, что легко понять, так как половину периода лампа открыта и работает с крутизной S, а половину периода закрыта, т. е. работает с крутизной $S = 0$, и средняя крутизна за период равна $S/2$. Понятие о средней крутизне лампы в нелинейном режиме имеет важное значение во всей теории работы ламповых генераторов.

Выражение (1-22) можно переписать в виде

$$U_с = \frac{I_{аm}}{S\,(1 - \cos\psi)} + DU_к = \frac{I_{а1}}{S\alpha_1\,(1 - \cos\psi)} + DU_к. \tag{1-24}$$

Это соотношение часто используют при расчете напряжения возбуждения лампового генератора.

Напряжение смещения можно определить из соотношения (1-21)

$$E_c = E_{cB} + (U_c - DU_к)\cos\psi \quad (1\text{-}25)$$

(напряжения берут по абсолютной величине).

Во всех основных расчетных соотношениях фигурирует угол отсечки, поэтому вопрос о выборе его имеет важное значение.

При выборе угла отсечки следует исходить из основных требований к режиму генератора — получение максимума мощности при высоком к. п. д. Учитывая, что $P = \frac{1}{2} I_{a1}^2 R_э$, угол ψ следует брать равным 120°, тогда α_1 а следовательно, и I_{a1} максимальны. Однако при этом будет получен довольно низкий к. п. д. В этом можно убедиться, преобразуя выражение (1-8):

$$\eta = \frac{1}{2}\frac{U_к I_{a1}}{E_a I_{a0}} = \frac{1}{2}\frac{\xi E_a}{E_a}\frac{I_{am}\alpha_1}{I_{am}\alpha_0} = \frac{1}{2}\xi\frac{\alpha_1}{\alpha_0},$$

где $\xi = U_к/E_a$ принято называть *коэффициентом использования анодного напряжения.*

График зависимости отношения α_1/α_0 от угла отсечки (рис. 1-6) показывает, что его величина со значения 2 при $\psi = 0$ уменьшается до 1 при $\psi = 180°$. При $\psi = 120°$ отношение $\alpha_1/\alpha_0 = 1{,}33$, что составляет всего 66% максимального значения. Поэтому для работы с высоким к. п. д. стремятся устанавливать малые углы отсечки, когда α_1/α_0 достаточно велико. Однако и здесь имеются свои трудности. С уменьшением угла отсечки при неизменной амплитуде импульса уменьшается амплитуда первой гармоники, а следовательно, и генерируемая мощность, пропорциональная квадрату амплитуды первой гармоники. Конечно, можно попытаться скомпенсировать это уменьшение путем увеличения амплитуды импульсов, однако здесь возникает ряд трудностей. Из выражения (1-24) видно, что с уменьшением угла отсечки ($\cos\psi \to 1$) и увеличением импульса анодного тока резко возрастает требуемое напряжение возбуждения. Одновременно, как следует из (1-25), возрастает и требуемое напряжение смещения. Физические причины этого легко понять, сравнивая два режима работы лампы с углами отсечки $\psi = 90°$ и $\psi = 60°$ при одинаковых значениях первых гармоник анодного тока (рис. 1-14).

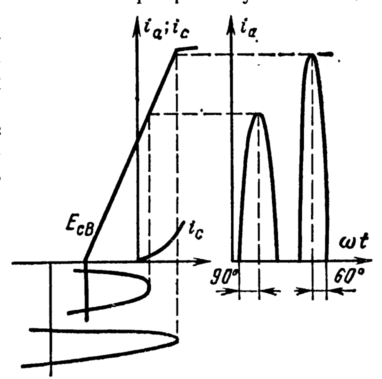


Рис. 1-14. Режимы работы генератора при одинаковой мощности и разных углах отсечки.

Расчет показывает, что уменьшение угла отсечки с 90 до 60° требует увеличения напряжения возбуждения в 2,5 раза, а импульс анодного тока должен возрасти на 25%. Одновременно напряжение смещения должно возрасти на половину величины первоначального напряжения возбуждения. Все это приводит к резкому увеличению мощности возбуждения, мощности рассеивания на сетке и уменьше-

нию коэффициента усиления по мощности. В результате роста напряжений возбуждения и смещения может возникнуть пробой участка сетка — катод лампы.

Из сказанного следует, что вопрос о повышении к. п. д. каскада за счет использования малых углов отсечки носит весьма сложный и противоречивый характер, поскольку при заданной мощности приходится увеличивать мощность возбудителя, что может привести к снижению общего к. п. д. передатчика.

Из вида графика функции α_1/α_0 (ψ) (рис. 1-6) следует, что уменьшение угла отсечки ниже значений $\psi = 50 \div 40°$ не дает ощутимого увеличения данного отношения, вызывая резкое падение величины α_1. Вместе с тем благодаря сравнительно малым изменениям коэффициента α_1 вблизи максимума функции $\alpha_1 = f(\psi)$ уменьшение угла отсечки от 120 до 90° приводит к небольшому проигрышу в величине α_1. Поэтому приемлемый компромисс между мощностью, к. п. д. и коэффициентом усиления обычно достигается при выборе углов отсечки в пределах $\psi = 60 \div 90°$.

Конкретные решения следует принимать после всестороннего исследования нескольких вариантов использования лампы. Эти решения зависят от типа используемых ламп, вида схемы, рабочего диапазона и требований, предъявляемых к аппаратуре.

1-4. СХЕМЫ ПИТАНИЯ ЭЛЕКТРОДОВ ГЕНЕРАТОРНЫХ ЛАМП

Питание цепи анода. В рассмотренных схемах высокое постоянное напряжение подавалось на анод лампы через катушку индуктивности контура. Такая схема питания называется *последовательной*. Преимуществом ее является простота и минимальное число деталей. Но она имеет существенный эксплуатационный недостаток: все детали контура находятся под высоким постоянным напряжением. Кроме того, повышаются требования к изоляции деталей, что приводит к увеличению размеров, массы и стоимости конструкции. От этих недостатков свободна *параллельная схема питания*, приведенная на рис. 1-15. В ней контур отделен от источника анодного напряжения разделительным конденсатором $C_р$. Сопротивление конденсатора для токов высокой частоты должно быть значительно меньше эквивалентного сопротивления контура.

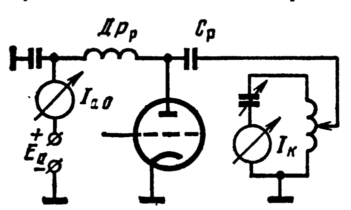


Рис. 1-15. Параллельная схема питания анода.

Для того чтобы источник питания не шунтировал контур по высокой частоте, в его цепь последовательно включен разделительный дроссель $Др_р$.

Рекомендуется емкость разделительного конденсатора выбирать такой, чтобы

$$\frac{1}{\omega C_р} \leqslant \frac{R_э}{15 \div 20},$$

а индуктивность разделительного дросселя

$$L_р \geqslant (10 \div 20)\, L_к.$$

Преимуществом данной схемы является отсутствие высокого постоянного напряжения на контуре, а недостатком — наличие двух дополнительных элементов — разделительных дросселя и конденсатора. Оба элемента находятся под высоким напряжением и пропускают через себя большие токи, поэтому эти детали довольно громоздки и дороги. Не всегда так же просто получить соответственно большие емкость и индуктивность. Ведь конденсатор состоит из проводника, длина которого тем больше, чем больше емкость, и это неизбежно связано с появлением заметных потерь и индуктивного сопротивления (рис. 1-16, *а*). С другой стороны, чем больше индуктивность дросселя, тем больше витков он содержит и тем больше

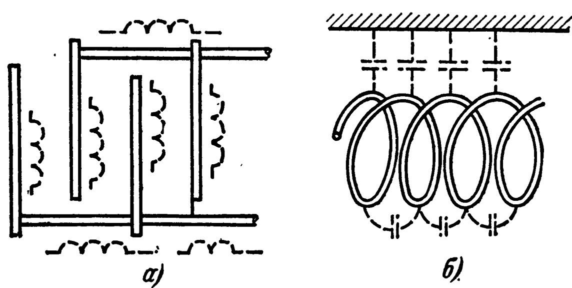


Рис. 1-16. Паразитные реактивные параметры конденсаторов и катушек.

его *междувитковая и монтажная емкости* (емкость проводов относительно корпуса передатчика) (рис. 1-16, *б*). Поэтому каждый элемент никогда не является чистой емкостью или индуктивностью, всегда имеют место «паразитные» реактивности противоположного характера. Это приводит к тому, что на некоторой частоте они образуют резонансные цепи. На более низких или более высоких частотах они ведут себя как расстроенные контуры, играя роль либо дросселя, либо конденсатора. О наличии этих паразитных параметров никогда не следует забывать. При конструировании аппаратуры принимают меры к минимизации паразитных параметров.

Питание цепи управляющей сетки. Для того чтобы создать постоянное отрицательное напряжение на сетке лампы, не обязательно использовать специальный источник смещения. Сеточный ток, протекая от катода к сетке, отдает свою энергию источнику смещения, поэтому в нем, как источнике энергии, необходимости нет. Это позволяет заменить источник смещения цепочкой из параллельно соединенных резистора R_c и конденсатора C_c (рис. 1-17, *а*), называемой *цепочкой автоматического смещения*. Емкость конденсатора C_c выбирается такой, чтобы его сопротивление для первой гармоники было приблизительно в 20—100 раз меньше сопротивления резистора, т. е.

$$C_c \approx \frac{20 \div 100}{\omega R_c}.$$

При этом можно считать, что практически цепочка представляет короткое замыкание для переменных составляющих сеточного тока;

постоянная же составляющая, проходя через резистор, создает напряжение смещения на сетке

$$E_{с} = -I_{с0}R_{с}.$$

Необходимо иметь в виду, что цепочка автоматического смещения имеет свойства, отличные от свойств источника постоянного смещения. В ряде случаев эти свойства используют для стабилизации режима при изменениях питающих напряжений. Например, если уменьшается постоянное анодное напряжение, то возрастает ток управляющей сетки, что приводит к росту отрицательного напряжения смещения, уменьшению максимального мгновенного напряжения на

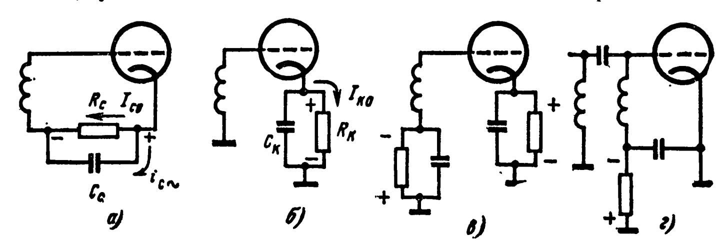


Рис. 1-17. Цепочки автоматического смещения.

сетке; следовательно, понижается рост сеточного тока, и он будет меньшим, чем при неизменном напряжении, которое создавал бы источник смещения.

Аналогичное ослабление роста всех токов получается при увеличении напряжения возбуждения.

Но возможны и неблагоприятные эффекты. Например, если уменьшается амплитуда напряжения на контуре (вследствие расстройки контура или уменьшения его эквивалентного сопротивления), то остаточное напряжение на аноде возрастает, увеличивается анодный ток и уменьшается сеточный. При этом уменьшается отрицательное смещение на сетке, что приводит к дополнительному увеличению анодного тока. Следствием этого может явиться перегрев анода лампы.

На практике часто используют цепочку *катодного смещения* (рис. 1-17, *б*), напряжение на которой возникает за счет падения напряжения от постоянной составляющей катодного тока

$$E_{с} = -I_{к0}R_{к} = -(I_{с0} + I_{а0})\,R_{к}.$$

Катодный ток, а следовательно, и напряжение смещения меняются мало при изменении анодного напряжения, но резко зависят от напряжения возбуждения. Это в некоторой степени противоположно тому, что дает цепочка сеточного автосмещения. Применяя комбинированное смещение (рис. 1-17, *в*), можно обеспечить высокое постоянство режима генератора и обезопасить лампу от перегрузки по различным электродам.

Когда напряжение возбуждения подводится к цепи сетки через разделительный конденсатор или снимается с емкостного делителя напряжения (рис. 1-17, *г*), приходится использовать *параллельную схему подачи смещения*: через левую ветвь ее проходят токи высокой частоты, а постоянная составляющая проходит через правую ветвь,

куда включен дроссель, чтобы предотвратить короткое замыкание источника возбуждения.

Питание цепей экранирующих сеток. На экранирующие сетки генераторных ламп подают значительные положительные напряжения, достигающие 30—40% анодного напряжения. В мощных генераторах для этого используют специальные источники питания. Но в ряде случаев приходится ограничиваться питанием их от источника анодного напряжения. При этом питание подают либо с потенциометра (рис. 1-18, *а*), либо через поглотительный резистор (рис. 1-18, *б*). В первом случае сопротивления резисторов, входящих в делитель, должны быть достаточно велики, чтобы они не сильно

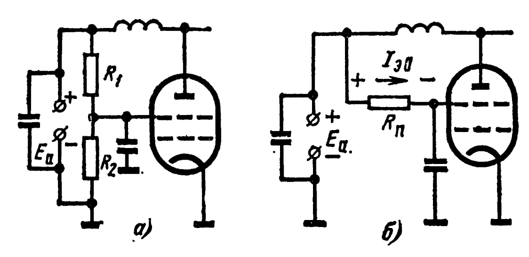


Рис. 1-18. Схемы питания экранирующих сеток.

нагружали источник; напряжение на экранирующей сетке сохраняется достаточно стабильным при изменениях режима работы лампы.

При питании через поглотительный резистор напряжение на экранирующей сетке будет:

$$U_э = E_а - I_{э0} R_п.$$

Подбирая сопротивление, можно получить требуемое напряжение, но оно будет изменяться с изменением режима. Так же как при автосмещении, это может иметь как благоприятные, так и нежелательные последствия. Так, при уменьшении напряжения на контуре анодный ток возрастает, а ток экранирующей сетки уменьшается. Это в свою очередь приводит к увеличению напряжения на экранирующей сетке и дополнительному росту анодного тока, что может быть опасно для лампы. Если же изменяется анодное напряжение, то одновременно и пропорционально изменяется напряжение на экранирующей сетке, поэтому режим работы лампы почти не изменяется.

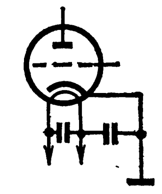


Рис. 1-19. Схемы питания накала лампы.

Экранирующая сетка по высокой частоте соединяется с катодом через конденсатор столь большой емкости, что его можно считать практически коротким замыканием.

Антидинатронная сетка в пентодах либо соединяется непосредственно с катодом, либо на нее подается небольшой положительный потенциал от делителя напряжения в анодной цепи по схеме, аналогичной схеме на рис. 1-18, *а*.

Питание цепей накалов ламп. Подавляющее большинство современных ламп имеют подогревные оксидные катоды. Питание цепей

накала может осуществляться как переменным, так и постоянным током. Для того чтобы не создавать разности потенциалов высокой частоты между катодом и подогревателем, что может привести к пробою изолятора или дополнительному нагреву его емкостными токами, их обычно соединяют либо непосредственно, либо через конденсатор достаточно большой емкости (рис. 1-19). Для того чтобы выводы нити накала имели одинаковый высокочастотный потенциал, их часто соединяют конденсатором достаточной емкости.

1-5. ОСОБЕННОСТИ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ГЕНЕРАТОРНЫХ ЛАМП

В настоящее время практически все генераторные лампы, кроме ламп большой мощности, имеют высокоэмиссионные оксидные катоды. Особенностью их эксплуатационных режимов является работа при наличии интенсивного облака объемного заряда между сеткой и катодом. Этот заряд защищает катод от непосредственного воздействия положительного поля анода, что необходимо для сохранности оксидного слоя. Чем больше средний ток анода, тем меньше плотность объемного заряда и тяжелее условия работы катода. Поэтому завод-изготовитель указывает предельно допустимое значение постоянной составляющей анодного тока (т. е. его среднее значение), при котором сохраняется достаточно интенсивный объемный заряд. Только в этом случае обеспечивается гарантийный срок службы прибора. При эксплуатации лампы необходимо некоторое время после включения прогревать катод без включения анодного напряжения, пока не образовался около катода необходимый объемный заряд; совершенно недопустим недокал (как, разумеется, и перекал) лампы. Вместе с тем оксидные катоды нельзя длительно оставлять в подогретом состоянии без отбора тока. Поэтому время разогрева должно соблюдаться весьма точно. Контроль за степенью использования лампы по току легко осуществить, поскольку для индикации настройки обычно используется прибор, измеряющий постоянную составляющую анодного тока.

Сложнее контролировать тепловой режим анода и сеток. Непосредственные измерения их температуры произвести часто невозможно или это требует сложного оборудования. Поэтому о нагреве судят по косвенным показателям. Например, рассчитывают потребляемую мощность по показаниям приборов; зафиксировав ток в контуре или напряжение на нем, по известным параметрам контура находят генерируемую мощность, после чего вычисляют мощность, рассеиваемую на аноде.

Зная токи и напряжения в сеточных цепях, можно также рассчитать мощности, рассеиваемые на сетках.

Часто ставится задача получения от лампы максимально возможной мощности. Величина ее ограничивается достижением одного из параметров режима лампы предельно допустимого значения. В зависимости от типа лампы, вида схемы, параметров нагрузки и характера использования предельного значения достигает тот или иной параметр. Предугадать, какой это будет параметр, заранее часто затруднительно. У триодов обычно наиболее критичной величиной, ограничивающей полезную мощность, является мощность, рассеиваемая на сетке. У тетродов наиболее критичной величиной является мощность, рассеиваемая на экранирующей сетке. Ограничение может возникнуть из-за превышения допустимого значения тока лампы и из-за превышения допустимого напряжения между

сеткой и катодом или по другим параметрам. Все эти величины должны проверяться при расчете режима лампы.

Особенностью эксплуатации ламп является недопустимость использования их одновременно по двум предельным параметрам, так как это ведет к быстрому выходу лампы из строя. Учитывая возможность изменения рабочего режима лампы, вследствие изменений питающих напряжений или нагрузки, особенно в диапазонных станциях, целесообразно в некоторой степени недоиспользовать лампу по предельному параметру: это способствует повышению надежности ее работы и удлинению срока службы.

В лампах средней и большой мощности, как правило, применяют воздушное или жидкостное охлаждение. Нормы расхода воздуха или жидкости указываются заводом-изготовителем. Охлаждение всегда должно включаться до подачи высокого напряжения на анод.

Необходимо строго выдерживать определенный порядок включения напряжений: сначала включают накал ламп и прогревают лампу до подачи остальных напряжений в течение заданного времени. Затем подается напряжение смещения и далее напряжение возбуждения, после этого включают анодное напряжение и только после этого подают напряжение на экранирующую сетку. Если подать два последних напряжения в обратном порядке, экранирующая сетка будет выполнять роль анода, окажется перегруженной и может быстро расплавиться. Выключение напряжений производится в обратном порядке. В маломощных передатчиках иногда допустимо после прогрева ламп одновременное включение всех напряжений.

Ввиду того, что сопротивление холодной нити накала много меньше накаленной, при включении передатчика возможны большие броски тока накала. Чтобы избежать их, часто применяют пусковые реостаты, автотрансформаторы с изменяемыми коэффициентами трансформации, переключаемые с помощью реле балластные резисторы или трансформаторы с большими индуктивностями рассеяния. Чем больше мощность ламп, тем больше внимания необходимо уделять этому вопросу. Дело не только в защите источника накала от перегрузок, но и в стремлении сохранить лампу от воздействия ударных механических нагрузок под действием мощных импульсов магнитного поля пусковых токов.

Важным моментом эксплуатации является тренировка ламп средней и большой мощности, если лампа не использовалась в течение 2—3 месяцев. За это время элементы конструкции лампы выделяют поглощенные остаточные газы и вакуум ухудшается, поскольку газопоглотители работают только в нагретом состоянии. При включении таких ламп возникают электрические пробои и искрения катодов. Это может привести не только к преждевременному выходу из строя или гибели самой лампы, но и к отказам в других связанных с нею цепях.

Тренировку лампы проводят по специальной программе, которая в основном заключается в постепенном увеличении отбора тока от лампы путем ступенчатого повышения анодного напряжения. Начинают тренировку обычно с половинного значения анодного напряжения; повышение напряжения производят по мере исчезновения искрений, о чем можно судить по отсутствию бросков стрелки прибора, измеряющего постоянную составляющую анодного тока.

Помимо правильного порядка включения питающих напряжений для сохранности лампы важно выдерживать правильный порядок настройки каскада. При первом включении контур генератора может быть сильно расстроен, его эквивалентное сопротивление будет очень малым, и генератор окажется в режиме, близком к короткому замыканию, когда анодный ток велик и вся подводимая мощность рассеивается в виде тепла на аноде (см. нагрузочные характеристики в § 1-2). Поскольку генераторная лампа не рассчитана на подобное использование, она может выйти из строя. Чтобы избежать этого, необходимо предварительно настройку производить при пониженном напряжении на аноде или повышенном смещении.

Настройка генератора. Для получения максимальной мощности в анодном контуре генератора при заданных напряжениях на сетке и аноде необходимо произвести две операции:

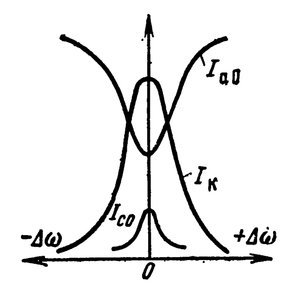


Рис. 1-20. Зависимости токов в различных цепях лампы от расстройки контура.

1. Добиться того, чтобы нагрузка для лампы имела чисто активный характер. Для этого следует настроить анодный контур на частоту первой гармоники анодного тока.

2. Установить такое нагрузочное сопротивление, при котором генератор будет работать в режиме максимальной мощности.

Первая операция производится либо переменным конденсатором, либо катушкой переменной индуктивности (вариометром) контура.

При настройке контура амплитуда напряжения на нем возрастает, остаточное напряжение на аноде уменьшается, следовательно, импульс и постоянная составляющая анодного тока уменьшаются. Одновременно возрастает сеточный ток. Поэтому настройку можно контролировать по максимуму тока в контуре или напряжения на контуре, по минимуму постоянной составляющей анодного тока или максимуму постоянной составляющей сеточных токов.

Наиболее дешевы и точны приборы постоянного тока, поэтому чаще всего настройку производят по показаниям приборов, измеряющих постоянные составляющие токов анода или сеток.

Вторая операция осуществляется изменением коэффициента включения анодного контура. Изменение коэффициента включения приводит к некоторой расстройке контура вследствие изменения вносимых в контур емкости (подробнее это объяснено в гл. 3) и индуктивности или емкости входящих в контур элементов. Поэтому требуется небольшая подстройка после любого изменения коэффициента включения. Оптимальный коэффициент включения устанавливается по получению максимального тока в контуре.

1-6. РАСЧЕТ ГЕНЕРАТОРА, РАБОТАЮЩЕГО В ГРАНИЧНОМ РЕЖИМЕ

При рассмотрении нагрузочных характеристик лампового генератора было установлено, что основной практический интерес представляет граничный режим работы. В этом режиме обычно достигается максимальная генерируемая мощность при высоком к. п. д.,

сравнительно небольшой мощности возбуждения и приемлемой мощности теплового рассеяния на сетках. Как будет показано далее, граничный режим чаще всего используется также в задающих генераторах и промежуточных каскадах. Поэтому важно рассмотреть вопрос о расчете генератора, работающего в граничном режиме. Под расчетом режима понимается определение напряжений, токов, сопротивлений, мощностей возбуждения и рассеяния на электродах лампы, при которых обеспечивается получение заданных энергетических показателей (мощности, к. п. д. или коэффициента

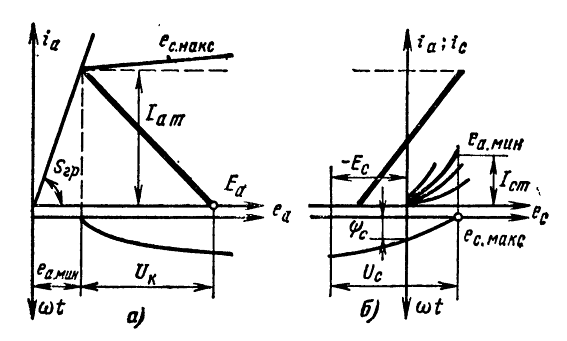


Рис. 1-21. Динамическая характеристика лампы в граничном режиме.

усиления). Чаще всего при расчете исходят из мощности, которую необходимо получить в нагрузочном контуре

$$P = \frac{1}{2} I_{a1} U_к = \frac{1}{2} I_{a1} \xi E_a. \quad (1\text{-}26)$$

В граничном режиме верхний конец динамической характеристики попадает на линию граничного режима (рис. 1-21), поэтому амплитуда импульса анодного тока будет:

$$I_{am} = S_{гр} e_{a.мин} = S_{гр} (E_a - U_к) = S_{гр} E_a (1 - \xi),$$

где $\xi = U_к / E_a$ — коэффициент использования анодного напряжения.

Первая гармоника анодного тока

$$I_{a1} = I_{am} \alpha_1 = S_{гр} E_a (1 - \xi) \alpha_1. \quad (1\text{-}27)$$

Подставляя (1-26) в (1-27), получаем:

$$P = \frac{1}{2} S_{гр} E_a^2 \alpha_1 (1 - \xi) \xi.$$

Данное выражение можно использовать как уравнение относительно ξ, переписав его в виде

$$\xi^2 - \xi + \frac{2P}{S_{гр} E_a^2 \alpha_1} = 0.$$

Его решения имеют вид:

$$\xi_{1,2} = 0{,}5 \pm \sqrt{0{,}5^2 - \frac{2P}{S_{гр} E_a^2 \alpha_1}} = 0{,}5\left(1 \pm \sqrt{1 - \frac{8P}{S_{гр} E_a^2 \alpha_1}}\right).$$

Во всех встречающихся на практике случаях величина $\frac{8P}{S_{\text{гр}}E_{\text{а}}^2\alpha_1} \ll 1$, поэтому с достаточной степенью точности заменяют:

$$\sqrt{1-\frac{8P}{S_{\text{гр}}E_{\text{а}}^2\alpha_1}} \approx 1-\frac{4P}{S_{\text{гр}}E_{\text{а}}^2\alpha_1}.$$

Корень со знаком минус дает очень малые значения ξ, при которых к. п. д. получается слишком низким, поэтому практическое значение имеет только одно решение

$$\xi = 1-\frac{2P}{S_{\text{гр}}E_{\text{а}}^2\alpha_1}. \tag{1-28}$$

Эту формулу используют для расчета, выбрав на основании высказанных в § 1-3 соображений угол отсечки ψ и определив по таблицам, приводимым в справочниках, коэффициенты α_1 и α_0. Если задана генерируемая мощность и подобрана лампа, то все величины в правой части формулы (1-28) известны, что позволяет определить значение ξ в искомом режиме.

Далее находят напряжение на контуре

$$U_{\text{к}} = \xi E_{\text{а}},$$

амплитуду первой гармоники анодного тока

$$I_{\text{а}1} = 2P/U_{\text{к}}$$

и амплитуду импульсов анодного тока

$$I_{\text{а}m} = I_{\text{а}1}/\alpha_1.$$

Его постоянная составляющая

$$I_{\text{а}0} = I_{\text{а}m}\alpha_0$$

должна быть меньше допустимого значения, указанного в паспорте лампы $I_{\text{а}0\,\text{доп}}$.

Потребляемая от анодного источника мощность

$$P_0 = I_{\text{а}0}E_{\text{а}}.$$

Мощность, рассеиваемая на аноде лампы,

$$P_{\text{а}} = P_0 - P$$

должна быть меньше допустимого значения $P_{\text{а. доп}}$.

Коэффициент полезного действия генератора определяется как

$$\eta = P/P_0.$$

В искомом режиме лампа должна быть нагружена на контур с эквивалентным сопротивлением

$$R_{\text{э}} = U_{\text{к}}/I_{\text{а}1}.$$

Этим завершается расчет анодной цепи генератора, который дает необходимые исходные данные для расчета сеточных цепей. Расчет начинают с определения напряжений смещения и возбуждения, при которых будут получены расчетные значения импульса анодного тока при заданном угле отсечки. Из проведенного расчета известны амплитуда импульсов анодного тока $I_{\text{а}m}$ и остаточное напряжение на аноде $e_{\text{а.мин}} = E_{\text{а}} - U_{\text{к}}$.

Зная эти две величины, можно по характеристикам лампы (рис. 1-21, *а*) найти максимальное мгновенное напряжение на сетке, при котором будет получен импульс анодного тока расчетной величины

$$e_{\text{с. макс}} = -E_{\text{с}} + U_{\text{с}}.$$

Подставляя в данное выражение соотношение (1-25), получаем:

$$U_{\text{с}} = \frac{e_{\text{с. макс}} + E_{\text{сВ}} - DU_{\text{к}} \cos \psi}{1 - \cos \psi}. \qquad (1\text{-}29)$$

Вычислив по (1-29) напряжение возбуждения, находим напряжение смещения

$$E_{\text{с}} = -(U_{\text{с}} - e_{\text{с. макс}}).$$

Зная остаточное напряжение на аноде и максимальное напряжение на сетке, можно по статическим характеристикам сеточного тока определить $I_{\text{с}m}$ (рис. 1-21, *б*). Сеточный ток прекращается, когда

$$e_{\text{с}} = -E_{\text{с}} + U_{\text{с}} \cos \omega t = 0,$$

откуда угол отсечки сеточного тока будет:

$$\psi_{\text{с}} = \arccos |E_{\text{с}}| / U_{\text{с}}.$$

Зная $\psi_{\text{с}}$, по таблицам определяют коэффициенты $\alpha_0 (\psi)_{\text{с}}$ и $\alpha_1 (\psi_{\text{с}})$ и вычисляют первую гармонику и постоянную составляющую сеточного тока $I_{\text{с}1} = I_{\text{с}m} \alpha_1 (\psi_{\text{с}})$ и $I_{\text{с}0} = I_{\text{с}m} \alpha_0 (\psi_{\text{с}})$.

Теперь можно найти мощность возбуждения

$$P_{\text{в}} = \frac{1}{2} U_{\text{с}} I_{\text{с}1},$$

мощность, затрачиваемую в цепи смещения,

$$P_{\text{с}0} = I_{\text{с}0} E_{\text{с}}$$

и мощность, рассеиваемую на сетке,

$$P_{\text{с}} = P_{\text{в}} - P_{\text{с}0},$$

которая должна быть меньше допустимого значения $P_{\text{с.доп}}$.

Если используется тетрод или пентод, необходимо по тем же данным ($e_{\text{а.мин}}$, $e_{\text{с. макс}}$) определить, пользуясь характеристиками тока экранирующей сетки, амплитудное значение тока экранирующей сетки $I_{\text{э}m}$. Поскольку ток экранирующей сетки прекращается практически тогда же, когда и анодный ток, углы отсечки у них одинаковы. Мощность, рассеиваемая на экранирующей сетке,

$$P_{\text{э}} = E_{\text{э}} I_{\text{э}0},$$

где $I_{\text{э}0} = I_{\text{э}m} \alpha_0 (\psi)$, должна быть меньше допустимого значения $P_{\text{э.доп}}$. Обычно у тетродов и пентодов характеристики токов первой сетки ввиду их малости не приводятся, и приближенно полагают в граничном режиме $I_{\text{с}0} = (0{,}03 \div 0{,}05)\, I_{\text{а}0}$.

1-7. ГЕНЕРАТОРЫ СЛОЖНОЙ СХЕМЫ

В большинстве случаев полезная нагрузка генератора, которой может служить антенна или входная цепь следующего каскада, не включается непосредственно в анодный контур генератора,

а связывается с ним тем или иным образом. Поскольку и антенна и входная цепь представляют собой настроенные или расстроенные колебательные цепи, нагрузка для лампы в этом случае представляет собой систему связанных контуров. Такие генераторы, нагруженные на систему связанных контуров, принято называть *генераторами сложной схемы*. Примером подобного генератора может служить схема на рис. 1-22, где контур полезной нагрузки $C_н$, $r_н$, $L_{св}$ трансформаторно связывается с анодным контуром $C_к$, $r_к$, $L_к$, который называют *промежуточным*. При таком построении схемы генератора основной задачей является получение максимальной мощности во внешнем (нагрузочном) контуре. Это может быть достигнуто, если нагрузка для лампы будет чисто активной при подборе некоторой наивыгоднейшей связи между контурами. Рассмотрим энергетические соотношения в схеме, когда оба контура настроены в резонанс.

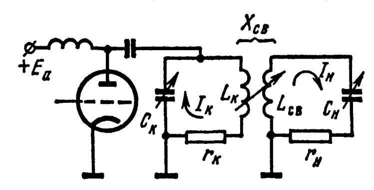


Рис. 1-22. Генератор сложной схемы.

Если в промежуточном контуре протекает ток $I_к$, то в нагрузочном контуре наводится э. д. с.

$$E = I_к X_{св} = I_к \omega M,$$

где M — коэффициент взаимной индукции между катушками. В настроенном нагрузочном контуре будет протекать ток

$$I_н = \frac{E}{r_н} = \frac{\omega M}{r_н} I_к$$

и выделяться мощность

$$P_н = \frac{1}{2} I_н^2 r_н = \frac{1}{2} \frac{\omega^2 M^2}{r_н} I_к^2.$$

В то же время в настроенном промежуточном контуре будет выделяться мощность

$$P_к = \frac{1}{2} I_к^2 r_к.$$

Сумма мощностей в промежуточном и нагрузочном контурах представляет собой всю генерируемую мощность

$$P = P_к + P_н = \frac{1}{2} I_к^2 (r_к + \omega^2 M^2 / r_н).$$

Когда связь между контурами отсутствует ($M = 0$), вся генерируемая мощность выделяется в промежуточном контуре

$$P = P_к = \frac{1}{2} I_к^2 r_к.$$

Передача энергии в нагрузочный контур при наличии связи приводит к увеличению необратимых потерь в промежуточном контуре, т. е. к кажущемуся увеличению его омического сопротивления на величину

$$\Delta r = (\omega M)^2 / r_н,$$

называемую *вносимым сопротивлением*. Это в свою очередь приводит к уменьшению его эквивалентного резонансного сопротивления

$$R_э = \frac{L}{C(r_к + \Delta r)} = \frac{L}{Cr_к} \frac{1}{\left(1 + \frac{\Delta r}{r_к}\right)} = R_{э0} \frac{1}{1 + \frac{\Delta r}{r_к}}, \qquad (1\text{-}30)$$

где $R_{э0} = L/Cr_к$ — резонансное сопротивление промежуточного контура при отсутствии связи с нагрузкой.

Эффективность передачи энергии из промежуточного контура в нагрузочный принято характеризовать величиной, называемой *к. п. д. промежуточного контура*

$$\eta_к = \frac{P_н}{P} = \frac{\frac{1}{2} I_к^2 \frac{(\omega M)^2}{r_н}}{\frac{1}{2} I_к^2 \left[r_к + \frac{(\omega M)^2}{r_н}\right]} = \frac{\Delta r}{r_к + \Delta r} = \frac{1}{1 + \frac{r_к}{\Delta r}}, \qquad (1\text{-}31)$$

которая показывает, какая доля генерируемой мощности передается в нагрузку.

Из выражения (1-30) находим:

$$\Delta r / r_к = \eta_к / (1 - \eta_к). \qquad (1\text{-}32)$$

Подставляя (1-32) в (1-31), получаем:

$$R_э = R_{э0}(1 - \eta_к), \qquad (1\text{-}33)$$

откуда следует, что с увеличением $\eta_к$, т. е. доли генерируемой мощности, передаваемой в нагрузку, эквивалентное сопротивление промежуточного контура уменьшается.

Из выражения (1-33) следует, что

$$\eta_к = 1 - R_э / R_{э0}. \qquad (1\text{-}34)$$

Теперь можно найти, как изменяется мощность в нагрузке при изменении связи между контурами.

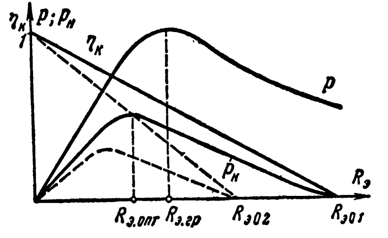


Рис. 1-23. Нагрузочные характеристики генератора сложной схемы.

Согласно определению $P_н = P\eta_к$. С изменением связи одновременно изменяется генерируемая мощность (поскольку изменяется сопротивление нагрузки) и к. п. д. контура. Первая зависимость — это нагрузочная характеристика, а вторая определяется соотношением (1-34). Найти зависимость мощности в нагрузке от эквивалентного сопротивления нагруженного промежуточного контура можно, графически перемножив эти две зависимости. На рис. 1-23 приведена нагрузочная характеристика генератора и график для к. п. д. контура, который представляет собой прямую, пересекающую ось абсцисс в точке $R_э = R_{э0}$ ($\eta_к = 0$, когда нет связи между контурами) и ось ординат в точке $\eta_к = 1$ (когда связь между контурами бесконечно велика, вследствие чего эквивалентное сопротивление контура становится равным нулю). Если эквивалентное сопротивление контура без связи с внешней цепью $R_{э01}$ такое,

что генератор работает в перенапряженном режиме, увеличение связи, уменьшающее эквивалентное сопротивление контура, приведет к возрастанию генерируемой мощности, увеличению к. п. д. контура. Это будет происходить до тех пор, пока генератор не достигнет граничного режима, после чего генерируемая мощность станет уменьшаться, однако это падение сначала будет небольшим. В то же время к. п. д. контура будет возрастать линейно, поэтому мощность в нагрузке будет еще увеличиваться в области недонапряженного режима. При дальнейшем увеличении связи она начнет уменьшаться из-за резкого падения генерируемой мощности.

Отсюда видно, что существует некоторая *оптимальная связь*, при которой в нагрузку передается максимальная мощность. Для того чтобы понять, от чего зависит величина этой оптимальной связи, на рис. 1-23 пунктиром показано аналогичное построение в том случае, когда собственное эквивалентное сопротивление промежуточного контура $R_{э\,02}$ меньше, чем в первом случае $R_{э\,02} < R_{э\,01}$. Поскольку нагрузочная характеристика остается той же, а все значения к. п. д. контура при тех же эквивалентных сопротивлениях меньше, чем в первом случае, то и мощность в нагрузке уменьшается; оптимальный режим получается более недонапряженным. Если считать, что оптимальный режим близок к граничному, оптимальный к. п. д. контура

$$\eta_{к.\,опт} \approx 1 - R_{э.\,гр}/R_{э0}.$$

Чем больше отношение $a = R_{э\,0}/R_{э.\,гр}$, тем бо́льшую связь можно установить для получения оптимального к. п. д. контура и тем большую мощность можно передать в нагрузку. Поэтому параметр a принято называть *нагрузочной способностью генератора*.

Для получения высокой нагрузочной способности генератора нужно либо использовать контуры с большим эквивалентным сопротивлением $R_{э\,0}$, либо так использовать лампу, чтобы для получения граничного режима требовалось минимальное сопротивление нагрузки $R_{э.\,гр}$.

Эффективность преобразования энергии в генераторе сложной схемы характеризуется отношением мощности в нагрузочном контуре к мощности, потребляемой от источника питания,

$$\eta_н = P_н/P_0.$$

Эту величину принято называть *к. п. д. генератора по нагрузке*. Она может быть выражена следующим образом:

$$\eta_н = \frac{P_н}{P}\,\frac{P}{P_0} = \eta\eta_к.$$

Иными словами к. п. д. генератора по нагрузке равен произведению электронного к. п. д. генератора на к. п. д. промежуточного контура. Для получения максимального к. п. д. по нагрузке было бы желательно работать с максимальными значениями электронного к. п. д. и к. п. д. контура. Но условия для получения максимумов этих величин противоречивы. На рис. 1-24 показаны графики для к. п. д. контура и электронного к. п. д. Первый растет по линейному закону с уменьшением эквивалентного сопротивления нагруженного контура, а второй в области пере-

напряженного режима (см. § 1-2) максимален и почти не меняется, а в области недонапряженного режима резко падает. Поэтому произведение их, определяющее к. п. д. по нагрузке, имеет максимум при некотором значении связи между контурами, не совпадающем с тем значением, при котором достигается максимальная величина мощности в нагрузке (хотя это расхождение обычно не велико).

Из анализа работы генератора сложной схемы вытекает следующий порядок его настройки:

1. При минимальной степени связи с нагрузкой и пониженном анодном напряжении настраивают промежуточный контур по максимуму тока в нем или минимуму постоянной составляющей анодного тока или максимуму постоянной составляющей одного из сеточных токов. Минимальная связь нужна для того, чтобы второй контур не оказывал на первый расстраивающего влияния.

2. Немного увеличивают связь так, чтобы появился ток во внешнем контуре, и настраивают его по максимуму тока контура. Затем подают полные напряжения на лампу.

3. Постепенно увеличивают связь между контурами до получения максимального тока во внешнем контуре. Поскольку увеличение связи может вызвать некоторую расстройку контуров из-за изменения паразитных реактивных элементов схемы (например, емкостей между катушками), может возникнуть необходимость в небольших подстройках контуров.

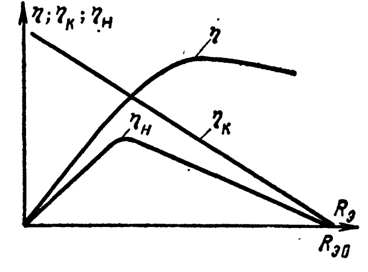


Рис. 1-24. Характеристики к. п. д. по нагрузке генератора сложной схемы.

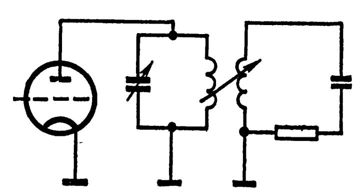


Рис. 1-25. Генератор сложной схемы с ненастраиваемым внешним контуром.

Из этого видно, что процесс настройки генератора сложной схемы требует наличия минимум двух приборов и трех органов регулировки, что довольно неудобно в условиях эксплуатации. Поэтому часто идут на упрощение настройки ценой некоторого ухудшения энергетических показателей генератора.

На рис. 1-25 приведена схема генератора, в котором отсутствует настройка внешнего контура. Вносимое в промежуточный контур реактивное сопротивление компенсируется соответствующей расстройкой промежуточного контура так, что лампа работает на настроенную нагрузку; внешний же контур работает с некоторой расстройкой, вследствие чего ток в нем будет меньше, чем в первом случае.

В узкодиапазонных генераторах для упрощения настройки иногда идут еще дальше и отказываются от регулировки связи между контурами.

1-8. ПАРАЛЛЕЛЬНОЕ И ДВУХТАКТНОЕ ВКЛЮЧЕНИЕ ГЕНЕРАТОРНЫХ ЛАМП

В тех случаях, когда с помощью одной лампы не удается получить необходимую мощность, используют несколько ламп, работающих на общую нагрузку; при этом чаще всего применяют параллельное или двухтактное включение ламп.

На рис. 1-26, *а* изображена *схема параллельного включения* ламп, при которой все одноименные электроды ламп соединяются вместе; напряжения на них оказываются одинаковыми и синфазными, а токи в подводящих цепях суммируются. Благодаря этому суммируются и мощности, отдаваемые в нагрузку и потребляемые

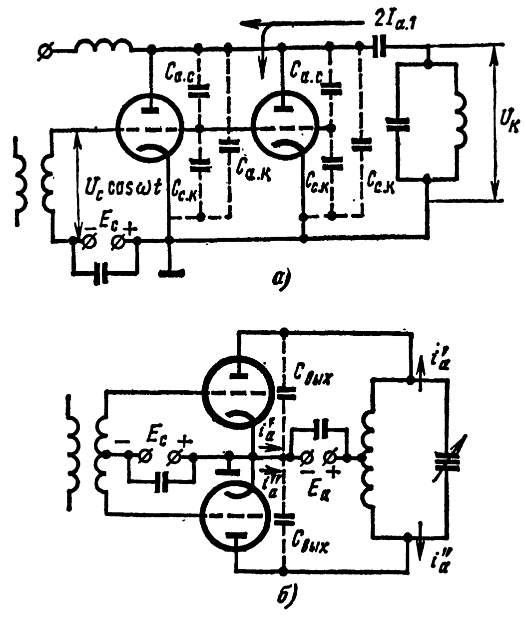


Рис. 1-26. Параллельная и двухтактная схемы включения ламп.

от источников питания и возбуждения. Это также определяет уменьшение эквивалентного сопротивления контура в граничном режиме

$$R_{э.\,гр} = U_{к.\,гр}/\Sigma\, I_{a1гр},$$

что дает возможность повысить нагрузочную способность генератора.

Необходимо, однако, отметить, что из-за разброса параметров ламп не удается полностью использовать их по мощности. Рассчитывая, например, получить граничный режим на практике в одной лампе, можно получить недонапряженный, а в другой перенапряженный режимы. В результате в одной лампе будет перегреваться анод, а во второй — сетка, и чтобы лампы не вышли из строя, приходится облегчать режим их работы, недоиспользуя их на 10—20% по мощности. Чем больше ламп используется, тем больше могут разойтись их параметры.

Вторым недостатком схемы является то, что все междуэлектродные и монтажные емкости включаются параллельно, увеличивая начальную емкость контура. Это не только уменьшает коэффициент перекрытия контура по диапазону, но уменьшает и его характеристическое сопротивление

$$\rho = \frac{1}{\omega C},$$

а следовательно, и эквивалентное сопротивление контура

$$R_{э0} = Q\rho,$$

и нагрузочную способность генератора. Особенно резко это проявляется в диапазоне СВЧ.

Третьим недостатком является увеличение паразитной емкостной связи между входной и выходной цепями генератора. Связанные с этим последствия будут разъяснены в § 1-10.

По всем этим причинам обычно не включают в параллель более двух ламп.

При *двухтактном включении* лампы подключают к противоположным точкам контура (рис. 1-26, *б*), а напряжения возбуждения подаются на сетки ламп в противофазе, для чего средняя точка вторичной обмотки входного трансформатора соединяется по высокой частоте с катодами. Противофазность напряжений равноценна сдвигу их во времени на половину периода, следовательно, если на первой лампе $u'_с = U_с \cos \omega t$, то на второй $u''_с = U_с \cos \omega (t + T/2)$. Поэтому и токи ламп будут сдвинуты во времени на половину периода напряжения возбуждения:

$$i'_а = I'_{а0} + I'_{а1} \cos \omega t + I'_{а2} \cos 2\omega t + I'_{а3} \cos 3\omega t + I'_{а4} \cos 4\omega t + \ldots,$$

а

$$i''_а = I''_{а0} + I''_{а1} \cos \omega \left(t + \frac{T}{2}\right) + I''_{а2} \cos 2\omega \left(t + \frac{T}{2}\right) + I''_{а3} \cos 3\omega \left(t + \frac{T}{2}\right) + \ldots = I''_{а0} - I''_{а1} \cos \omega t + I''_{а2} \cos 2\omega t + I''_{а3} \cos 3\omega t + \ldots$$

Эти токи обтекают контур в противоположных направлениях и создают на нем напряжения от каждой из гармоник:

$$u_{к1} = (i'_{а1} - i''_{а1}) R_э = (I'_{а1} + I''_{а1}) R_э \cos \omega t;$$
$$u_{к2} = (i'_{а2} - i''_{а2}) Z_{э2} = (I'_{а2} - I''_{а2}) Z_{э2} \cos (2\omega t + \varphi_2);$$
$$u_{к3} = (i'_{а3} - i''_{а3}) Z_{э3} = (I'_{а3} + I''_{а3}) Z_{э3} \cos (3\omega t + \varphi_3);$$
$$u_{к4} = (i'_{а4} - i''_{а4}) Z_{э4} = (I'_{а4} - I''_{а4}) Z_{э4} \cos (4\omega t + \varphi_4)$$

и т. д.

Если лампы абсолютно идентичны, на контуре не будет напряжений от четных гармоник, воздействия же нечетных гармоник просуммируются. Очевидно, что обратное явление будет происходить в общих цепях питания, где токи обеих ламп имеют одинаковые направления (см. рис. 1-26, *б*): в них постоянные составляющие и все четные гармоники будут суммироваться, а нечетные — уничтожаться. Как то, так и другое — желательные

явления. Взаимная компенсация четных гармоник в контуре, в том числе самой интенсивной — второй, облегчает задачу подавления излучения передатчика на высших гармониках. Отсутствие же первой гармоники в общих цепях питания позволяет уменьшить емкости блокировочных конденсаторов, что также выгодно. Однако необходимо обратить внимание на то, что это имеет место только при абсолютной индентичности параметров ламп, элементов схем и напряжений в обоих половинах схемы. Поэтому конструирование и эксплуатация осложняются дополнительными жесткими требованиями к симметрии каскада.

Схема (рис. 1-26, *б*) является симметричной относительно корпуса: в любой момент времени напряжения на одноименных электродах ламп противофазны, средние же точки схемы поэтому

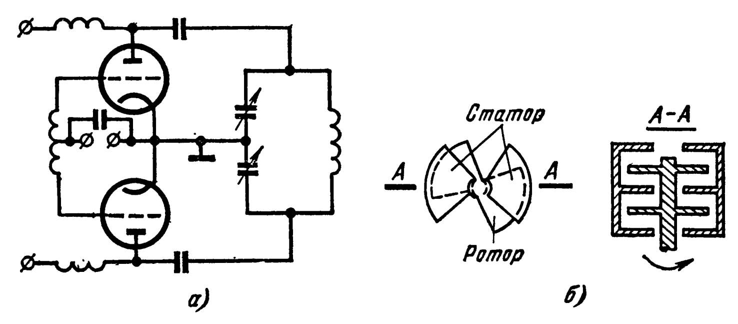


Рис. 1-27. Симметрирование двухтактного генератора.

всегда находятся под потенциалом корпуса, равным нулю. Если лампы работают в граничном режиме, то на контуре напряжение равно удвоенному значению $U_{к.гр}$. Для каждой из ламп нагрузочная система представляет собой контур второго вида с коэффициентом включения $p = 0{,}5$, следовательно, он имеет эквивалентное сопротивление

$$R_{э2} = p^2 R_{э1} = (0{,}5)^2 R_{э1} = 0{,}25 R_{э1},$$

где $R_{э1}$ — полное эквивалентное сопротивление контура.

Поскольку напряжение на контуре создается суммой первых гармоник анодных токов ламп

$$U_{к.гр} = 2 I_{a1\,гр} \cdot 0{,}25 R_{э1},$$

полное эквивалентное сопротивление контура при работе ламп в граничном режиме будет:

$$R_{э1} = 2 U_{к.гр} / I_{a1\,гр} = 2 R_{э.гр},$$

где $R_{э.гр}$ — сопротивление нагрузки, при котором каждая из ламп в однотактной схеме работает в граничном режиме. Это является некоторым недостатком схемы.

Как видно из схемы на рис. 1-26, *б*, междуэлектродные емкости ламп присоединяются к контуру, будучи соединенными между собой последовательно. При этом в контур вносится половина выходной емкости каждой из ламп, т. е. в 4 раза меньше, чем при параллельном включении. Это определяет большое преимущество

двухтактной схемы перед параллельной в метровом и дециметровом диапазонах, когда междуэлектродные емкости ламп имеют максимальный удельный вес в общей емкости контура. За счет этого получается выигрыш в характеристическом сопротивлении, а следовательно, и эквивалентном сопротивлении контура и нагрузочной способности генератора.

Обычно у переменных конденсаторов ротор соединен с корпусом, чтобы оператор, находящийся на «земле», не вносил расстройку в контур. Такой конденсатор нельзя использовать в схеме двухтактного генератора, так как контур двумя точками окажется соединенным с корпусом. Можно использовать два конденсатора, соединив их последовательно ротор к ротору, тогда заземленная точка окажется средней точкой контура. Однако управлять такой системой с двумя ручками неудобно, и при настройке неизбежно возникнут нарушения симметрии. Поэтому обычно в двухтактных генераторах используют специальные конденсаторы с двумя статорами и общим ротором (рис. 1-27); изменение его емкости производится одной ручкой при сохранении симметрии контура.

1-9. СВЯЗЬ ВХОДНОЙ И ВЫХОДНОЙ ЦЕПЕЙ ГЕНЕРАТОРА И МЕТОДЫ ЕЕ ОСЛАБЛЕНИЯ

До сих пор считалось, что входная и выходная цепи генератора изолированы друг от друга. На самом же деле они связаны между собой проходной емкостью лампы $C_{а.\,с}$ (рис. 1-28, *а*), через которую высокочастотная энергия может переходить из входной цепи (сетка — катод) в выходную цепь (анод — катод) и обратно. Этот эффект проявляется тем сильнее, чем больше емкость и чем меньше ее сопротивление токам высокой частоты, т. е. чем выше рабочая частота.

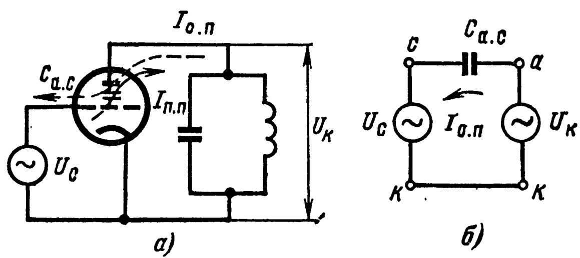


Рис. 1-28. Связь входной и выходной цепей лампового генератора через проходную емкость лампы.

К каким же практическим последствиям приводит наличие этой связи?

Если генератор не включен или напряжения на аноде и сетках такие, что анодного тока в лампе нет, а напряжение возбуждения подано, энергия от возбудителя будет проходить через лампу в анодную. цепь. Это явление называют *прямым прохождением* ($I_{п.\,п}$). Оно вредно в каскадах, где осуществляется управление колебаниями, так как появляется составляющая, управлять которой оказывается невозможным. Это, например, приводит к отсутствию полного запирания передатчика во время пауз при телеграфной работе и невоз-

можности получить 100%-ную модуляцию при амплитудной модуляции.

В том случае, когда лампа открыта, через емкость $C_{а.с}$ проходит ток, определяемый одновременным действием напряжения возбуждения и напряжения на контуре, как это видно из эквивалентной схемы на рис. 1-28, *б*. Поскольку в данном случае напряжение на контуре представляет собой усиленное напряжение возбуждения, преобладающее значение имеет напряжение на контуре, вызывающее *обратное прохождение энергии* из выходной цепи во входную ($I_{о.п}$).

При точной настройке контура оба напряжения синфазны, ток обратного прохождения имеет емкостный характер, и во входную цепь вносится чисто реактивное сопротивление. Это реактивное воздействие передается на возбудитель и, если это автогенератор, вызывает уход его частоты.

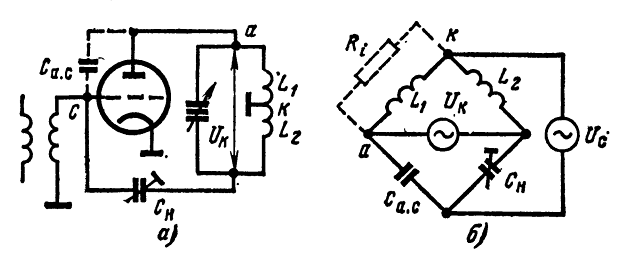


Рис. 1-29. Схема нейтрализации связи через проходную емкость.

Однако точную настройку осуществить невозможно, и в зависимости от характера расстройки во входную цепь будут вноситься активные и реактивные сопротивления различных знаков. При этом может получиться так, что потери во входной цепи будут скомпенсированы притоком энергии из анодной цепи. Тогда при наличии колебаний в контуре отпадает необходимость в источнике возбуждения, и генератор перейдет в режим самовозбуждения, что приводит к полному нарушению нормальной работы передающего тракта.

Помимо самовозбуждения на частоте усиливаемого сигнала, наличие связи входной и выходной цепей всегда обусловливает возможность возникновения автоколебаний на той частоте, для которой указанные условия будут выполнены. Обычно такие паразитные колебания возникают на частотах УКВ диапазона, для которых сопротивление междуэлектродных емкостей становится малым. Однако встречаются и паразитные колебания, наоборот, лежащие в диапазоне длинных волн. Колебательными системами для таких колебаний служат обычно разделительные дроссели, блокировочные конденсаторы и другие вспомогательные элементы в цепях питания.

В ряде случаев в одном генераторе возникают одновременно несколько паразитных колебаний, подавление которых может представлять достаточно сложную задачу.

Чтобы устранять описанные явления, прибегают к *нейтрализации* вредного влияния емкости $C_{а.с}$ с помощью специальных мостовых схем. На рис. 1-29, *а* показана простейшая схема нейтра-

лизации. В ней средняя точка контура соединяется с корпусом (с катодом). Благодаря этому верхняя и нижняя точки контура находятся под противофазными напряжениями относительно катода. Вследствие этого ток, проходящий к сетке через емкость $C_{а.с}$, противофазен току, проходящему через включенный дополнительно конденсатор нейтрализации $C_н$. При равенстве емкостей $C_{а.с}$ и $C_н$ токи взаимно компенсируются. Эту схему можно рассматривать так же, как уравновешенный мост, к диагоналям которого подключены контур и участок сетка — катод (рис. 1-29, *б*). Однако к одному из плечей этого моста подключена активная проводимость участка анод — катод лампы, из-за чего мост точно сбалансировать не удается и полной нейтрализации не получается. Лучшие результаты достигаются в более сложных схемах, работающих на аналогичных принципах.

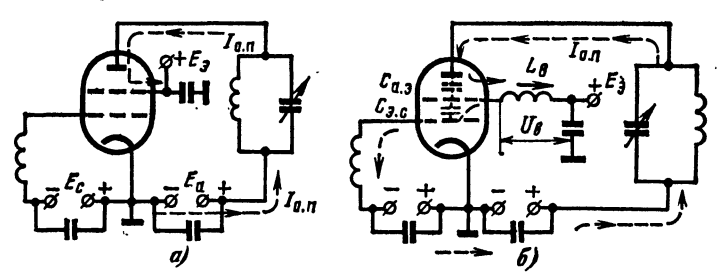


Рис. 1-30. Развязка входной и выходной цепей с помощью экранирующей сетки.

Использование схем нейтрализации сопряжено с увеличением начальных емкостей, усложнением устройства, что часто приводит к образованию паразитных связей и потере тех преимуществ, которые они должны давать. Особенно остро это проявляется с укорочением рабочей волны.

Более простым и надежным способом развязки входной и выходной цепей является использование ламп с экранирующими сетками — тетродов. В усилителе на тетроде экранирующая сетка по высокой частоте соединяется с катодом через конденсатор столь большой емкости, что его можно считать практически коротким замыканием (рис. 1-30, *а*). Тогда токи обратного прохождения $I_{о.п}$ перехватываются экранирующей сеткой и замыкаются на катод, минуя цепь сетки.

Вплоть до 50-х годов тетроды удавалось использовать только до диапазона метровых волн, так как на индуктивном сопротивлении вывода экранирующей сетки, которое возрастает с частотой, создается падение напряжения от тока обратного прохождения; оно в свою очередь вызывает прохождение тока через емкость $C_{э.с}$ в цепь сетки (рис. 1-30, *б*). В результате экранирующая сетка не выполняет своих функций. В настоящее время выпускают лампы с кольцевыми выводами электродов, практически лишенными индуктивности. Это позволило создать тетроды, работающие в диапазоне дециметровых волн.

Другое техническое решение стало успешно использоваться, когда появились первые сдвоенные тетроды, предназначенные для

применения в схемах двухтактных генераторов. Особенностью их является наличие общих выводов экранирующих сеток и катодов (рис. 1-31). Как было показано в § 1-8, в общих цепях двухтактных генераторов первые гармоники токов отсутствуют, поэтому индуктивности выводов не препятствуют экранирующим сеткам выполнять свои функции. Это позволило создать сдвоенные лучевые тетроды, обладающие высокими коэффициентами усиления и работающие до частот в несколько сотен мегагерц.

Проблему развязки входной и выходной цепей можно также решить, включив выходной контур не между анодом и катодом, а между анодом и сеткой (рис. 1-32); при этом управляющая сетка играет роль экрана, разделяющего входную и выходную цепи. В данной схеме сетка соединяется с общей точкой входной и выходной цепи, поэтому говорят, что генератор работает по *схеме с общей*

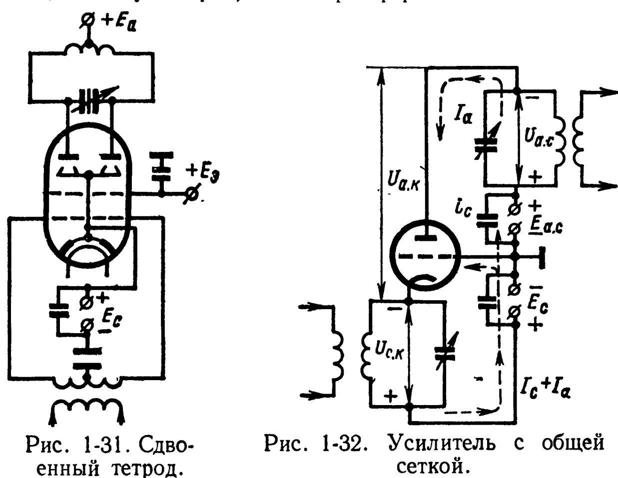


Рис. 1-31. Сдвоенный тетрод.

Рис. 1-32. Усилитель с общей сеткой.

сеткой. В схемах, с которыми читатель познакомился раньше, с общей точкой входной и выходной цепей был соединен катод, поэтому такие схемы называют *генераторами с общим катодом*. Связь входной и выходной цепей в генераторе с общей сеткой много меньше, и он может работать без самовозбуждения на более высоких частотах. Эта особенность обеспечила широкое практическое использование схемы с общей сеткой. Рассмотрим ее основные свойства.

Согласно закону Кирхгофа для замкнутой цепи вектор напряжения на участке анод — катод лампы $\dot{U}_{а.к} = \dot{U}_{а.с} + \dot{U}_{с.к}$. В настроенном генераторе эти напряжения могут отличаться только знаками. При возрастающем положительном напряжении на сетке $U_{с.к}$ увеличивается анодный ток, возрастает падение напряжения на нагрузочном контуре $U_{а.с}$. Как видно из рис. 1-32, напряжения $U_{с.к}$ и $U_{а.с}$ имеют противоположные направления, следовательно $U_{а.к} = U_{а.с} - U_{с.к}$ или $U_{а.с} = U_{а.к} + U_{с.к}$, т. е. напряжение на участке сетка — анод (на нагрузочном контуре) равно арифметической сумме напряжений на участках сетка — катод и анод — катод лампы.

Из схемы на рис. 1-32 видно, что через цепь возбуждения в генераторе проходит не только сеточный, но и анодный ток, поэтому мощность возбуждения будет:

$$P_{\text{в}} = \frac{1}{2}(I_{\text{a}1} + I_{\text{c}1})U_{\text{c.к}} = \frac{1}{2}I_{\text{a}1}U_{\text{c.к}} + \frac{1}{2}I_{\text{c}1}U_{\text{c.к}}.$$

Поскольку $I_{\text{a}1} \gg I_{\text{c}1}$, то мощность возбуждения в данной схеме много больше, чем в схеме с общим катодом, которая равна $\frac{1}{2}I_{\text{c}1}U_{\text{c.к}}$. Увеличение мощности возбуждения приводит к уменьшению коэффициента усиления по мощности, который в данной схеме составляет обычно от нескольких единиц до 30.

На что же расходуется здесь дополнительная мощность возбуждения $\Delta P = \frac{1}{2}I_{\text{a}1}U_{\text{c.к}}$? Чтобы ответить на этот вопрос, напишем выражение для мощности, выделяемой в нагрузочном контуре:

$$P = \frac{1}{2}U_{\text{a.c}}I_{\text{a}1} = \frac{1}{2}(U_{\text{a.к}} + U_{\text{c.к}})I_{\text{a}1} = \frac{1}{2}I_{\text{a}1}U_{\text{a.к}} + \frac{1}{2}I_{\text{a}1}U_{\text{c.к}}.$$

В данном выражении первое слагаемое представляет собой мощность, отдаваемую лампой нагрузке в схеме с общим катодом, а второе слагаемое равно дополнительной мощности, получаемой от источника возбуждения ΔP.

Следовательно, дополнительная мощность возбуждения ΔP выделяется в нагрузочном контуре, где она суммируется с мощностью, отдаваемой лампой.

Поскольку во входной цепи лампы протекает и сеточный и анодный ток, входное сопротивление генератора

$$R_{\text{вх}} = U_{\text{вх}}/I_{\text{вх}} = U_{\text{c.к}}/(I_{\text{a}1} + I_{\text{c}1})$$

во много раз меньше, чем у генератора с общим катодом,

$$R_{\text{вх}} = U_{\text{c.к}}/I_{\text{c}1},$$

где оно измеряется тысячами ом. Это создает определенные проблемы, поскольку обычно эквивалентные сопротивления нагрузочных контуров генераторов имеют величину порядка тысяч ом. Поэтому приходится принимать специальные меры по согласованию каскадов. С другой стороны, шунтирующее действие малого входного сопротивления каскада можно использовать для расширения полосы пропускания контура возбудителя при усилении широкополосных сигналов. Это также удобно при передаче напряжения возбуждения через фидерные линии, волновые сопротивления которых десятки (коаксиальные линии) или сотни ом (двухпроводные воздушные линии).

1-10. ГЕНЕРАТОРЫ СВЧ С ВНЕШНИМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ

Развитие телевидения, радиолокации, телеуправления, радионавигации и ряда других областей радиотехники вызвало потребность в использовании волн метрового, дециметрового и сантиметрового диапазонов. Однако разработка генераторов для волн этих диапазонов оказалась сопряженной с рядом серьезных технических трудностей. Увеличение рабочей частоты в обычных генераторах выше некоторого предела приводило к тому, что коэф-

фициент усиления, к. п. д. и выходная мощность резко падали, увеличивалось тепловое рассеивание на электродах лампы, происходило растрескивание баллонов ламп у выводов электродов. В чем же заключались причины этих неприятных явлений? Их несколько.

С увеличением частоты возрастает сопротивление индуктивностей выводов электродов, с чем на длинных и коротких волнах практически не приходится считаться. При прохождении тока катода через индуктивность катодного вывода (рис. 1-33, *а*) на нем появляется напряжение, сдвинутое относительно тока на 90° в сторону опережения (рис. 1-33, *б*). Сам же ток совпадает по фазе с напряжением на участке сетка — катод лампы. Согласно правилу Кирхгофа для замкнутой цепи напряжение источника возбуждения равно геометрической сумме напряжений на участке сетка — катод и индуктивности катода. Из векторной диаграммы на рис. 1-33, *б* видно, что напряжение возбуждения совпадает с напряжением на участке сетка — катод только, если напряжение на индуктивности вывода катода равно нулю. Наоборот, чем больше это напряжение, тем большей должна быть амплитуда напряжения возбуждения, а следовательно, тем больше будет мощность источника возбуждения и тем меньше коэффициент усиления.

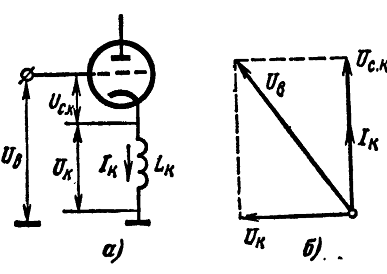


Рис. 1-33. Влияние индуктивности вывода катода на усиление генератора.

Увеличение мощности возбуждения и уменьшение усиления вызываются также инерционностью электронного потока в лампе.

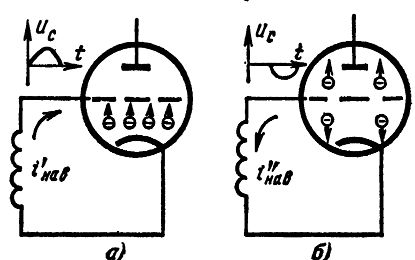


Рис. 1-34. Влияние инерции электронов в диапазоне СВЧ на усиление генератора.

Когда напряжение на сетке становится положительным, электроны начинают приближаться к сетке, наводя в ее цепи ток положительного направления (рис. 1-34, *а*). При переходе напряжения на сетке к запирающим значениям электроны не мгновенно исчезают из пространства сетка — катод и сетка — анод; удаляясь от сетки (рис. 1-34, *б*), они наводят в цепи возбуждения токи противоположного направления. Под действием отталкивающего напряжения на сетке электроны бомбардируют катод лампы и с увеличенной интенсивностью — анод. При этом источник возбуждения затрачивает дополнительную энергию по сравнению с работой на низких

частотах, в цепи возбуждения возникает результирующий наведенный ток, которого не было при работе на низких частотах, когда поток во всех сечениях лампы можно было считать однородным по плотности и прекращающимся мгновенно с переходом напряжения на сетке к запирающим значениям.

С ростом рабочей частоты увеличивается емкостная составляющая сеточного тока из-за увеличения проводимости входной емкости лампы. Емкостные токи, протекающие в лампе между сеткой и катодом, превращаются на ее электродах и в выводах в токи проводимости, которые дополнительно нагревают выводы. Этот дополнительный нагрев может быть весьма значительным. Например, переход с волны 10 м к волне 10 см приводит к увеличению емкостного входного тока в 100 раз, а мощность нагрева выводов, пропорциональная квадрату амплитуды тока, увеличивается при этом в 10 000 раз. Это и приводило в лампах старых типов к перегреву выводов и растрескиванию около них стекла баллонов ламп.

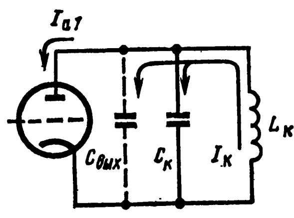


Рис. 1-35. Возрастание токов в лампе на СВЧ.

Положение усугублялось тем, что с ростом частоты из-за поверхностного эффекта увеличивалось сопротивление потерь выводов и всех проводников, входящих в конструкцию генератора. Росли потери не только в проводниках, но и в диэлектриках. Особое значение при этом приобретал перегрев участков баллона, разделяющих выводы электродов, между которыми действуют значительные высокочастотные напряжения.

Резко возрастают потери и на электродах ламп, к которым подключаются колебательные контуры. В диапазонах длинных и средних волн междуэлектродные емкости ламп во много раз меньше емкости колебательных контуров, поэтому в лампу ответвляется лишь небольшая доля контурного тока. В диапазоне СВЧ емкости контуров становятся соизмеримыми с междуэлектродными емкостями ламп, а на волнах дециметрового диапазона обычно вообще отказываются от использования внешних конденсаторов, и вся емкость контура образуется только междуэлектродной емкостью лампы (рис. 1-35). При этом через эту емкость протекает весь контурный ток, который превышает первую гармонику анодного тока в Q раз, где Q — добротность контура, имеющая порядок десятков или сотен.

Существенным фактором, в значительной мере влияющим на ухудшение энергетики генераторов СВЧ, является резкое падение резонансного сопротивления колебательных контуров, определяемое, с одной стороны, увеличением потерь в колебательной системе и, с другой стороны, уменьшением характеристического сопротивления контуров

$$R_{э0} = Q\rho = Q\frac{1}{\omega C}.$$

Уменьшение же эквивалентного сопротивления приводит к падению нагрузочной способности генератора и ухудшению всех его энергетических показателей (см. § 1-7).

Наконец, при времени пролета электронами междуэлектродных промежутков, соизмеримом с периодом колебаний, за время

пролета электронов изменяются напряжения на электродах. Это приводит, с одной стороны, к изменению формы импульсов и, с другой стороны, к нарушению условий оптимального взаимодействия потока с полем колебательной системы (попаданию значительной части электронов в уменьшенное тормозящее или даже в ускоряющее поле).

Какими же путями можно преодолеть эти недостатки и добиться эффективной работы ламповых генераторов в диапазоне СВЧ?

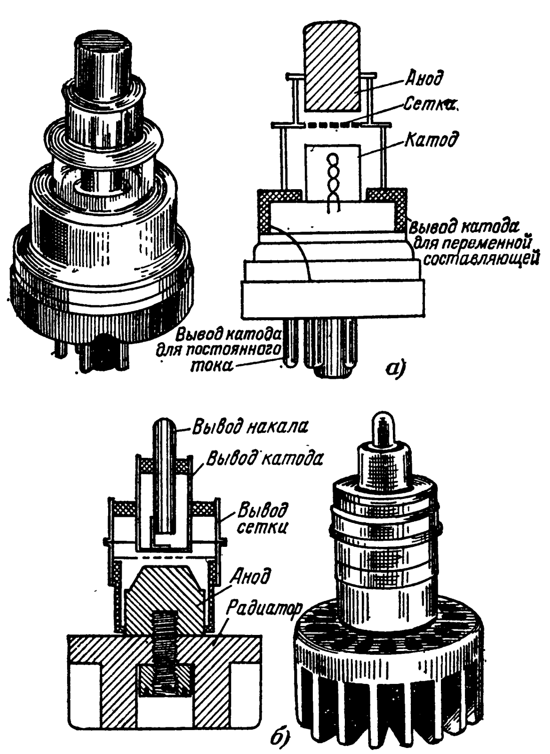


Рис. 1-36. Маячковые и металлокерамические лампы.

Для того чтобы уменьшить влияние индуктивностей выводов электродов, их следует выполнять в виде коротких толстых стержней или широких лент. Еще лучшие результаты можно получить, переходя к лампам с плоскими электродами и кольцевыми выводами (рис. 1-36, *а*). Подобная конструкция обеспечивает уменьшение сопротивления потерь в выводах и способствует улучшению теплоотвода. Для уменьшения потерь в диэлектрике и повышения механической жесткости баллона стекло заменялось специальными сортами керамики. Это позволило уменьшить расстояния между электродами в лампах малой и средней мощности до десятых долей

миллиметра, что в значительной степени уменьшило влияние инерционных явлений в лампе.

Сами электроды лампы выполняют достаточно массивными для того, чтобы они могли выдерживать дополнительную тепловую нагрузку.

Для уменьшения требуемого сопротивления нагрузки используют лампы с повышенной эмиссией катода и устанавливают сравнительно большие углы отсечки ($\psi \approx 90^\circ$), при которых амплитуда первой гармоники анодного тока близка к максимуму. Той же цели может служить уменьшение анодного напряжения и коэффициента использования анодного напряжения, так как требуемое сопротивление нагрузки в граничном режиме

$$R_{э.гр} = \frac{U_{к.гр}}{I_{a1}} = \frac{\xi E_a}{I_{am}\alpha_1(\psi)},$$

но при этом приходится проявлять осторожность, поскольку этот путь может привести к снижению электронного к. п. д. и генери-

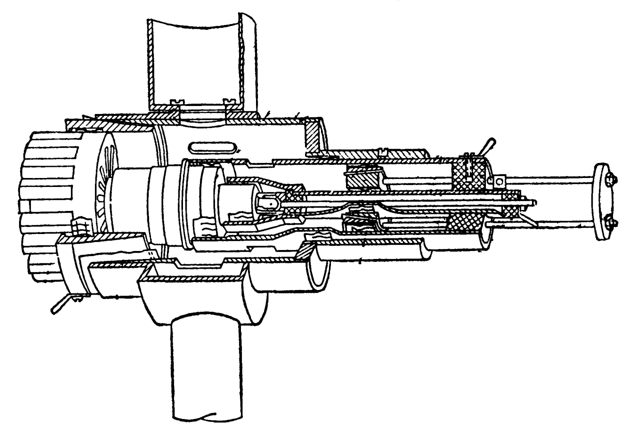


Рис. 1-37. Генератор СВЧ на металлокерамическом триоде.

руемой мощности. Имеется и другое противоречие: уменьшение анодного напряжения приводит к снижению потерь в диэлектриках, но увеличивает влияние инерционных явлений, поэтому окончательное решение принимается с учетом многих факторов.

Создание металлокерамических ламп с цилиндрическими выводами позволило сочленять их в единое конструктивное целое с элементами колебательных систем, выполняемых в виде отрезков короткозамкнутых коаксиальных линий без каких-либо соединительных проводов или переходов. Это очень важно в диапазоне СВЧ, поскольку даже короткие проводники образуют индуктивности и монтажные емкости, соизмеримые с требуемыми параметрами контуров. В то же время они обусловливают большие тепловые потери и потери на излучение. В коаксиальных контурах потери малы из-за больших поверхностей токонесущих проводов и отсутствия излучения электромагнитных волн, поле которых локализовано между стенками коаксиального контура.

На рис. 1-37 приведен пример конструкции генератора на металлокерамическом триоде с коаксиальными контурами. Расположение вывода сетки между выводами анода и катода предопределяет использование лампы в схеме с общей сеткой. Входной контур образуется емкостью сетка — катод лампы и отрезком коаксиальной линии, замкнутой на противоположном конце. Ее входное сопротивление $X_{вх}$ зависит от электрической длины l/λ и волнового сопротивления W [Л.1]:

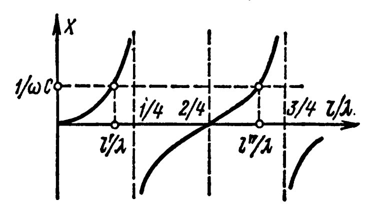


Рис. 1-38. Определение резонансной длины коаксиального контура.

$$X_{вх} = W \operatorname{tg} 2\pi \frac{l}{\lambda}.$$

В контуре будет иметь место резонанс, если

$$\frac{1}{\omega C_{с.к}} = X_{вх} = W \operatorname{tg} 2\pi \frac{l}{\lambda}.$$

На рис. 1-38 приведено графическое решение данного уравнения при заданной частоте ω и известной емкости $C_{с.к}$, откуда видно, что резонанс достигается при электрической длине линии $0 < l/\lambda < 1/4$ и при увеличении ее длины на любое целое число полуволн. Когда в линии укладывается меньше четверти волны, говорят, что она работает на *основном тоне*. Если в линии укладывается на целое число полуволн больше, говорят, что она работает на *обертоне*.

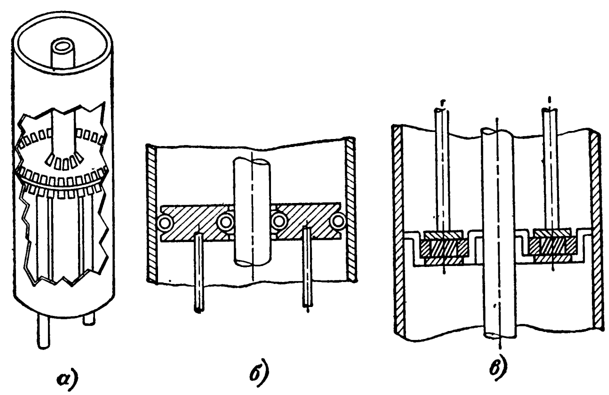


Рис. 1-39. Конструкция замыкателей.

Чем больше емкость на входе линии, тем короче основная резонансная длина, что часто приводит к неконструктивным решениям. В этих случаях увеличивают длину линии на целое число полуволн. Однако это следует делать только при абсолютной необходимости не только для уменьшения габаритов и массы генератора, но также из-за падения резонансного сопротивления контура при переходе на обертоны.

Регулировка резонансной длины линии производится с помощью подвижного металлического кольца (поршня) с пружинящими

контактами. Типичные конструкции таких замыкателей приведены на рис. 1-39.

Для возбуждения колебаний в резонаторе применяется индуктивная связь — с помощью петли, к которой подводится энергия от возбудителя по коаксиальному кабелю, или емкостная связь — с помощью конденсатора, имеющего площадь в несколько квадратных сантиметров, а также кондуктивная связь путем присоединения внутреннего провода коаксиальной линии к внутреннему цилиндру контура. При индуктивной связи петлю помещают ближе к пучности магнитного поля (тока) в контуре, т. е. около короткозамкнутого конца линии, а конденсатор связи — вблизи от пучности электрического поля (напряжения) в контуре, т. е. у противоположного конца линии.

Выходной контур состоит из емкости сетка — анод лампы и отрезка короткозамкнутой коаксиальной линии, образованной цилиндрами, надетыми на вывод сетки и радиатор анода лампы. От данного контура отходит коаксиальная линия связи с нагрузкой.

В настоящее время разработаны также металлокерамические тетроды с цилиндрическими выводами, которые позволяют получить большие коэффициенты усиления по мощности при использовании в схеме с общей сеткой.

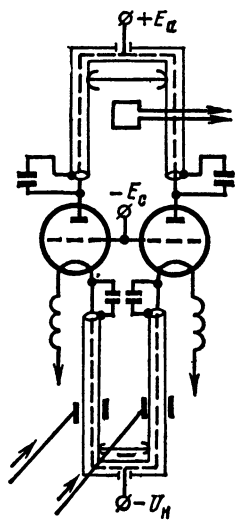


Рис. 1-40. Двухтактный генератор метровых волн.

При применении двойных лучевых тетродов или двух триодов, включенных по двухтактной схеме (рис. 1-40), в качестве контурных индуктивностей удобно использовать отрезки двухпроводных линий (на метровых волнах неэкранированных, а на более коротких волнах, помещенных в экран). Такие линии симметричны электрически относительно корпуса, что необходимо для нормальной работы двухтактных схем.

1-11. ВЫХОДНЫЕ КАСКАДЫ ПЕРЕДАТЧИКОВ

Выходные каскады обеспечивают необходимую мощность в антенне передатчика; в них же обычно осуществляется управление колебаниями. Нагрузкой генератора служит антенно-фидерная система, которая может в отдельных случаях непосредственно включаться в анодную цепь лампы, когда генератор работает по простой схеме (рис. 1-41). (На схеме $r_{вхА}$ и $x_{вхА}$ — соответственно активная и реактивная составляющие входного сопротивления антенны.)

Для получения максимальной выходной мощности необходимо, во-первых, получить резонанс в антенном контуре (при этом одновременно обеспечивается активный характер нагрузочного сопротивления для ламп) и, во-вторых, добиться того, чтобы нагрузочное сопротивление для генератора было оптимальным. Чтобы удовлетворить этим двум требованиям, в антенную цепь включают два регулируемых реактивных сопротивления. Одно из них ($C_{св}$ на рис. 1-41, *а*

или $L_{св}$ на рис. 1-41, *б*), включенное на участке анод — катод лампы, регулирует связь с антенной (изменяет эквивалентное сопротивление нагрузки для лампы), а другое ($L_н$ на рис. 1-41, *а* или $C_н$ на рис. 1-41, *б*), включенное последовательно с антенной, компенсирует реактивные сопротивления в антенном контуре, т. е. производит его настройку на резонанс.

Не вся мощность в антенном контуре затрачивается полезно: элементы связи и настройки обладают сопротивлениями потерь $r_н$ и $r_{св}$. В контуре вся мощность затрачивается в активных сопротивлениях:

$$P=\frac{1}{2}I_A^2\left(r_н+r_{св}+r_{вх\,А}\right).$$

Полезной следует считать мощность, передаваемую в антенну:

$$P_А=\frac{1}{2}I_A^2 r_{вх\,А}.$$

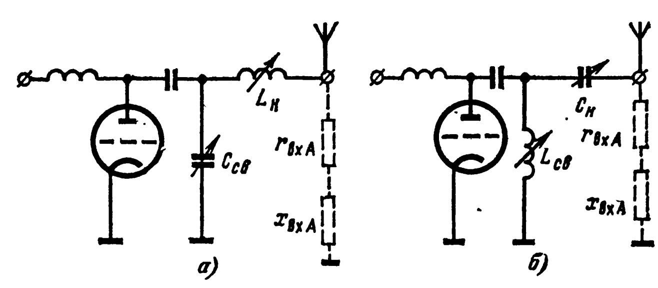


Рис. 1-41. Выходные каскады простой схемы.

Вводят понятие о к. п. д. антенного контура:

$$\eta_{к\,А}=\frac{P_А}{P}=\frac{r_{вх\,А}}{r_н+r_{св}+r_{вх\,А}}=\frac{1}{1+\dfrac{r_н+r_{св}}{r_{вх\,А}}}.$$

Из этого выражения следует, что к. п. д. антенного контура тем выше, чем больше сопротивление антенны по сравнению с сопротивлением элементов связи и настройки.

Основные потери сосредоточиваются в катушках; потери тем больше, чем больше индуктивность катушек, а следовательно, чем больше в них витков. Чтобы индуктивность в контуре была минимальной, следует выбирать такую схему, в которой элемент связи выполнял бы в известной мере роль органа настройки, т. е. хотя бы частично компенсировал реактивную составляющую входного сопротивления антенны $x_{вх\,А}$. Поэтому при индуктивном характере входного сопротивления выгодна схема на рис. 1-41, *а*, а при емкостном — схема на рис. 1-41, *б*.

При большом входном сопротивлении антенны эквивалентное сопротивление антенного контура

$$R_э=\frac{L}{C\left(r_{св}+r_н+r_{вх\,А}\right)}$$

может оказаться столь малым, что невозможно будет обеспечить достаточную нагрузку для генератора. Кроме того, простая схема выходного каскада часто не позволяет получить необходимую фильтрацию высших гармоник (антенна является хорошим излучателем не только для основной волны, но и для высших гармоник).

Излучение на высших гармониках, комбинационных частотах, которые образуются в некоторых системах возбудителей современных передатчиков, и прочих колебаний, выходящих из полосы частот, занимаемой полезным сигналом передатчика, называют *внеполосным излучением*. Оно является источником помех для других линий связи. Поэтому выработаны обязательные нормы на максимальные уровни внеполосных излучений.

Для передатчиков мощностью до 50 кВт, работающих в диапазоне частот ниже 30 МГц, мощность на любой высшей гармонике на входе антенно-фидерного тракта должна быть на 40 дБ ниже мощности сигнала основной частоты, но не выше 50 мВт. Для передатчиков большей мощности это ослабление повышается до 60 дБ.

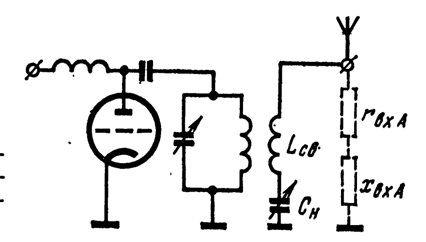


Рис. 1-42. Выходной каскад сложной схемы с последовательной настройкой антенны.

У передатчиков, работающих в диапазоне 30—235 МГц, при мощности более 25 Вт мощность излучения на любой гармонике не должна превышать 1 МВт.

Для выполнения этих жестких требований часто приходится значительно усложнять выходные каскады передатчиков введением перестраиваемых фильтрующих цепей.

Для обеспечения оптимального нагрузочного сопротивления для лампы и нужной степени подавления излучения высших гармоник чаще всего используют выходные каскады сложной схемы. В них антенна включается не непосредственно в анодную цепь лампы, а через промежуточный контур (рис. 1-42).

В выходных генераторах со сложной схемой высшие гармоники до антенного контура фильтруются в промежуточном контуре, поэтому излучение их оказывается ослабленным по сравнению с простой схемой в значительно большей степени. Сложная схема позволяет гибко регулировать нагрузочное сопротивление генератора при больших изменениях входного сопротивления антенны и дает возможность выносить антенну на значительное расстояние от генератора, где имеются выгодные условия для ее работы.

При использовании генераторов со сложной схемой в широком диапазоне частот приходится встречаться с двумя крайними случаями: когда антенно-фидерная система имеет небольшое или, наоборот, очень большое входное сопротивление. В первом случае применяют последовательную схему настройки антенны (рис. 1-42), в которой элементы настройки включают последовательно со входным сопротивлением антенны (измеренным на зажимах ан-

тенна — земля). Если антенный контур настроен, то выделяемая в нем мощность

$$P_{\text{А}} = \frac{1}{2} \frac{E_{\text{А}}^2}{r_{\text{вх А}} + r_{\text{п}}},$$

где $r_{\text{п}}$ — сопротивление потерь в элементах связи и настройки, а э. д. с., наведенная в цепи антенны,

$$E_{\text{А}} = I_{\text{к}} X_{\text{св}}.$$

При малом входном сопротивлении антенны мощность в антенном контуре получается достаточно большой даже при сравнительно слабой связи. Если входное сопротивление антенны велико, то и при большой связи не удается передать в антенну необходимую мощность. В этом случае применяют параллельную схему настройки, в которой элемент настройки включается параллельно входному сопротивлению антенны (рис. 1-43, *а*).

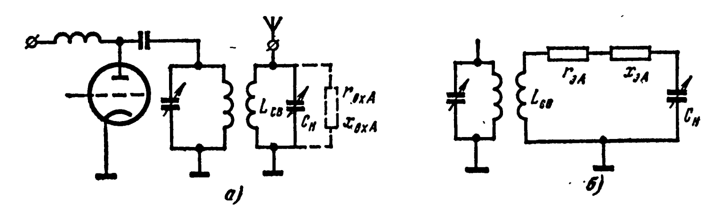


Рис. 1-43. Выходной каскад сложной схемы с параллельной настройкой.

Если входное сопротивление антенны ($r_{\text{вх А}}$ и $x_{\text{вх А}}$) велико, то вносимые ею сопротивления $r_{\text{э А}}$ и $x_{\text{э А}}$ в контур, составленный из катушки связи $L_{\text{св}}$ и конденсатора настройки $C_{\text{н}}$ (рис. 1-43, *б*), небольшие по величине, так как параллельная ветвь с большим сопротивлением мало шунтирует контур. Приведенная на рис. 1-43, *б* эквивалентная схема совпадает с последовательной схемой настройки, в которой для передачи необходимой мощности при малом активном сопротивлении вторичной цепи требуется небольшая связь. Таким образом, параллельная схема позволяет при небольшой связи передавать нужную мощность в контур антенны, имеющей большое входное сопротивление.

При составлении схемы выходного каскада стремятся сделать так, чтобы симметричные антенно-фидерные устройства питались от симметричных (двухтактных), а несимметричные от несимметричных (однотактных) генераторов, так как иначе возможно нарушение нормального режима работы антенно-фидерного тракта или генератора. Действительно, предположим, например, что однотактный генератор связан с симметричным антенно-фидерным устройством, как это показано на рис. 1-44, *а*. Для его нормальной работы необходимо, чтобы оба провода фидера и половины вибратора (антенны) находились под одинаковым по величине и противоположным по знаку напряжением высокой частоты относительно земли. Это не будет выполняться в данной схеме, так как точка *1* контура будет иметь более высокий потенциал относительно земли, чем точка *2*,

в результате через емкости верхнего провода и вибратора на землю потечет ток $i_{ф1}$, превышающий ток в нижнем проводе $i_{ф2}$, что приведет к появлению потерь на излучение в фидере, уменьшению излучения антенны и нарушению ее диаграммы направленности. Если же

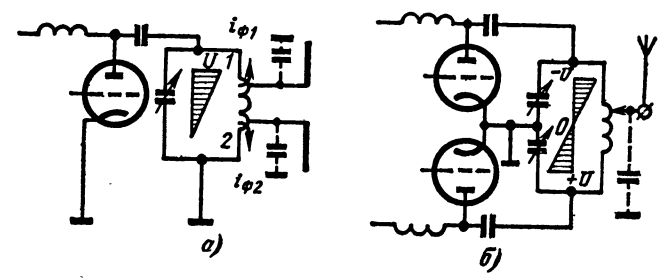


Рис. 1-44. Симметрирование в выходных каскадах.

симметричный двухтактный генератор нагружается на несимметричную антенно-фидерную систему, как это показано на рис. 1-44, *б*, то нарушаются симметрия плеч относительно земли и равномерность нагрузки ламп, это приводит к перегрузке одной из них, недогрузке другой и появлению токов четных гармоник в контуре.

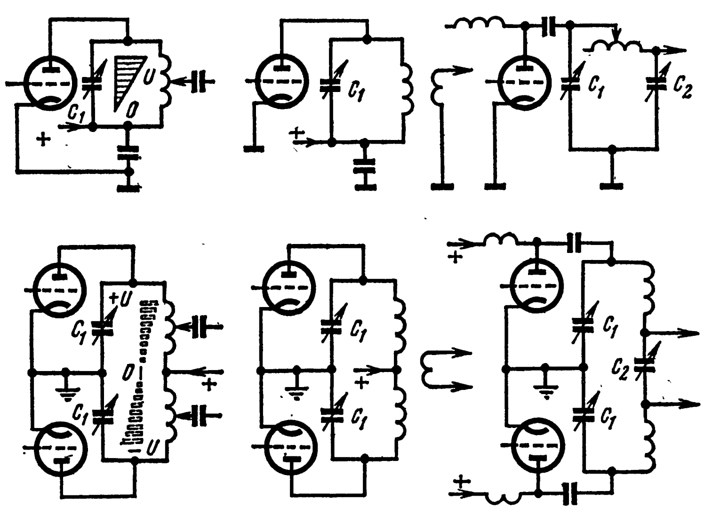


Рис. 1-45. Схемы выходных каскадов, работающих на согласованную нагрузку.

Использование трансформаторной связи в этом случае не может полностью исправить положения из-за наличия некоторой паразитной емкостной связи между катушками.

Наиболее простой вид имеют выходные каскады при работе на согласованную антенно-фидерную систему. В этом случае ее входное

сопротивление имеет чисто активный характер, поэтому нет надобности в органе настройки антенной цепи (нужно только иметь возможность регулировать связь между антенно-фидерной системой и генератором). На рис. 1-45 приведены некоторые типовые симметричные и несимметричные схемы входных каскадов, работающих на согласованную нагрузку. В этих схемах регулировка связи осуществляется изменением емкости конденсатора C_2, изменением расположения катушки связи или положения точки подключения антенны. Для уменьшения связи через паразитные емкости катушку связи всегда следует располагать вблизи части контурной катушки,

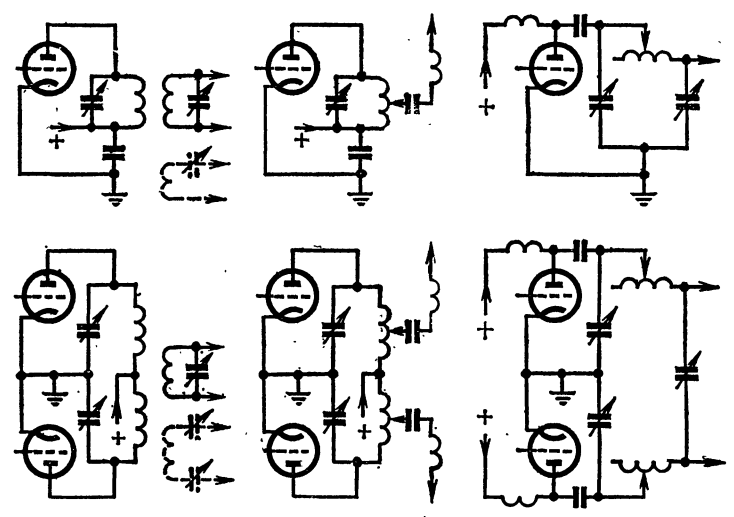


Рис. 1-46. Схемы выходных каскадов, работающих на несогласованную нагрузку.

находящейся под минимальным потенциалом высокой частоты. Анодный контур настраивается конденсатором C_1. В последней схеме на рис. 1-45 антенна питается через П-образный фильтр, что обеспечивает высокую фильтрацию высших гармоник.

В том случае, когда фидер работает в режиме стоячих волн, его входное сопротивление может иметь реактивную составляющую, для компенсации которой приходится добавлять специальный орган настройки. На рис. 1-46 приведены некоторые типовые схемы выходных каскадов, применяемых в этом случае. Штриховое изображение показывает включение органов настройки по последовательной схеме, используемой при малом входном сопротивлении фидера.

1-12. ПРОМЕЖУТОЧНЫЕ КАСКАДЫ ПЕРЕДАТЧИКОВ

Как будет показано в гл. 3, для получения высокой стабильности частоты задающий генератор передатчика должен работать при малом уровне мощности и на достаточно низкой частоте. В то же время на выходе обычно требуется получить значительно бо́льшую

мощность и часто более высокую частоту. Это обусловливает необходимость значительного усиления мощности и часто многократного умножения частоты в тракте передатчика. Эти функции выполняют промежуточные каскады. Кроме того, они предохраняют задающие генераторы от влияния каскадов, в которых осуществляется модуляция, что также необходимо для обеспечения высокой стабильности частоты.

Обычно за задающим генератором ставится усилитель (или умножитель), работающий без сеточных токов. Такой усилитель, называемый буферным, не требует затраты мощности для возбуждения.

Сеточные токи будут отсутствовать, если максимальное напряжение на сетке не принимает положительных значений $e_{с.макс} = -E_с + U_с \leq 0$, т. е., если $U_с \leq |E_с|$. В таких усилителях смещение может создаваться за счет цепочки катодного автосмещения или от внешнего источника; часто его роль выполняет делитель напряжения в общей цепи питания.

В генераторных лампах рабочий режим по анодному току обычно достигается при положительных напряжениях на сетке. Поэтому в буферном режиме лампа заметно недоиспользуется по току, а следовательно, и по мощности. Это недоиспользование будет тем меньше, чем больше ток при нулевом напряжении на сетке, т. е. чем более «левыми» характеристиками обладает лампа (рис. 1-47). Последнее характерно для тетродов и пентодов. При их применении допускается подача повышенного напряжения на экранирующую сетку, что сдвигает характеристику влево.

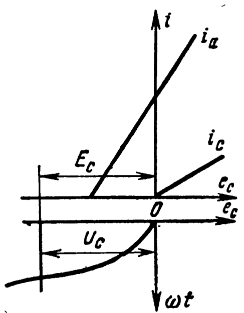


Рис. 1-47. Использование лампы при работе в буферном режиме.

Умножители частоты. Часто задающие генераторы передатчиков работают на относительно низких частотах. Для получения на выходе требуемой частоты в промежуточных каскадах производится умножение частоты в нужное число раз. В принципе в одном каскаде, работающем в нелинейном режиме, можно получить умножение частоты в любое целое число раз. Однако увеличение номера выделяемой гармоники приводит к уменьшению выходной мощности и к. п. д. каскада. Это связано с уменьшением максимальной амплитуды гармоник, которые обратно пропорциональны их номерам. При использовании ламп с оксидными катодами падения этих энергетических показателей до известного предела можно избежать, компенсируя уменьшение содержания гармоник увеличением амплитуды импульсов при уменьшенных углах отсечки. Последнее необходимо не только для получения максимального содержания высших гармоник, но и для уменьшения постоянной составляющей так, чтобы было выполнено условие $I_{a0} \leq I_{a0доп}$. Однако при этом возникает ряд трудностей, связанных с необходимостью повышения напряжений смещения и возбуждения. Одновременно будут возрастать импульсы сеточного тока и мощность возбуждения. В результате этого падает коэффициент усиления по мощности. Уменьшение амплитуды выделяемой гармоники приводит к необходимости увеличения эквивалентного сопротивления нагрузочных контуров для сохранения граничного режима, что в ряде случаев трудно реализовать.

Из-за этих трудностей и снижения эффективности работы обычно используют умножение в одном каскаде в 2—4 раза. Однако в ряде случаев, когда умножитель работает на малом уровне мощности и его энергетические показатели не имеют существенного значения, прибегают к использованию и более высоких гармоник.

ГЛАВА ВТОРАЯ

ГЕНЕРАТОРЫ С САМОВОЗБУЖДЕНИЕМ

2-1. АВТОКОЛЕБАТЕЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ

Генераторы с самовозбуждением являются преобразователями энергии источников постоянного тока в энергию высокочастотных колебаний, работающие без воздействия внешнего (возбуждающего) генератора. Иначе говоря, они представляют собой *автономные колебательные системы (автогенераторы)*.

В радиопередающих устройствах автогенераторы играют роль *задающих генераторов (возбудителей)*.

В предыдущей главе были рассмотрены генераторы с внешним возбуждением — устройства, преобразующие под действием переменного напряжения, подаваемого от внешнего источника энергию источника постоянного тока в энергию высокочастотных колебаний, выделяющуюся в колебательной системе. При этом частота внешнего источника совпадала с собственной частотой колебаний контура. Это обстоятельство наводит на мысль: нельзя ли избавиться от внешнего источника, снимая часть напряжения с контура и подводя его к сетке лампы. Конечно, это возможно, и ничто не изменится в генераторе, если снятое с контура напряжение будет иметь ту же амплитуду и фазу, какие были у напряжения возбуждения, снимаемого с внешнего источника.

Все будет происходить так, если мгновенно произвести переключение сетки от внешнего источника на контур в работающем генераторе, но как будет обстоять дело в реальной схеме, без возбуждающего генератора при первом включении источников питания, когда колебаний в контуре нет?

В постановке этого вопроса скрыта неточность: при включении источников питания во всех цепях схемы генератора возникнут кратковременные токи (импульсы), заряжающие емкости, начнет проходить ток через лампу, и эти переходные процессы возбудят слабые колебания в контуре. Следует заметить, что слабые электрические колебания всегда имеют место в цепях генератора и вне зависимости от переходных зарядных процессов, вызываемых включением источников питания. Они обусловлены неравномерностью тока эмиссии ламп, изменениями токораспределения его между электродами и небольшими отклонениями токов от средних во времени значений, вызываемыми хаотическими тепловыми колебаниями элементов кристаллической решетки проводников. Эти небольшие отклонения называют *флюктуациями*.

Если в цепи всегда имеются, пускай, слабые электрические колебания, то весь вопрос сводится к тому, какова будет их дальнейшая судьба. Если колебания будут усиливаться, произойдет процесс самовозбуждения генератора. Условия, при которых это будет выполнено, называют *условиями самовозбуждения*.

Очевидно, что такое усиление будет происходить в том случае, если первая гармоника анодного тока лампы, которая возникнет при появлении на сетке переменного напряжения, будет отдавать контуру больше мощности, чем в нем будет теряться.

Пусть в контуре первоначально возбудились колебания с амплитудой $U'_к$ и нулевой начальной фазой, т. е. $U'_к \cos \omega t$. Цепь, связывающую контур с сеткой, будем называть *цепью обратной связи*. Напряжение, передаваемое на сетку, пропорционально напряжению на контуре, но оно может быть сдвинуто относительно контурного напряжения на некоторый угол $\varphi_к$:

$$U_с = kU'_к \cos(\omega t + \varphi_к).$$

Коэффициент k, показывающий, какая доля напряжения контура передается в цепь сетки, называют *коэффициентом обратной связи*, а угол $\varphi_к$ — *фазовым углом цепи обратной связи*. В общем случае следует считать коэффициент обратной связи величиной

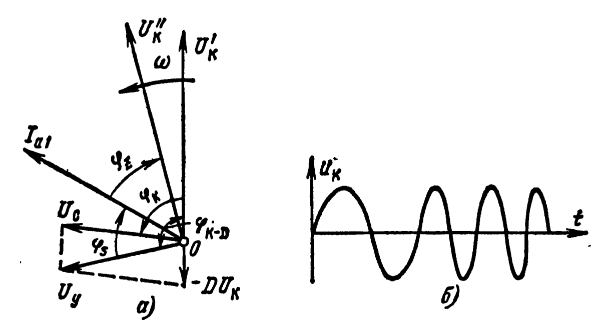


Рис. 2-1. Фазовые соотношения в автогенераторе.

комплексной. На векторной диаграмме (рис. 2-1) это отображается поворотом вектора $\dot{U}_с$ относительно вектора $\dot{U}'_к$ на угол $\varphi_к$.

Анодный ток определяется управляющим напряжением, равным векторной сумме напряжений возбуждения и реакции анода (см. § 1-3):

$$\dot{U}_у = \dot{U}_с - D\dot{U}'_к = \dot{k}U'_к - D\dot{U}'_к = (\dot{k} - D)\dot{U}'_к.$$

Фазовый угол между векторами напряжения на контуре и управляющего напряжения обозначаем φ_{k-D}.

Первая гармоника анодного тока равна $\dot{I}_{a1} = \dot{S}_{ср}\dot{U}_у$.

Сдвиг фаз между первой гармоникой анодного тока и управляющим напряжением, а следовательно, комплексный характер средней крутизны $S_{ср}$ могут определяться запаздыванием анодного тока при заметной инерции электронов (на очень высоких частотах) или передачей напряжения высших гармоник с контура в цепь сетки. Последнее поясним графически.

На рис. 2-2 показаны законы изменения первой и второй гармоник управляющего напряжения и закон изменения их суммы.

Последний, как видно из рисунка, имеет несинусоидальный, несимметричный характер, вследствие чего и импульсы анодного тока становятся несимметричными, а их первая гармоника i''_{a1} получает фазовый сдвиг по сравнению со случаем, когда напряжения второй гармоники на сетке нет и импульсы симметричны (i'_{a1}). Аналогичное воздействие оказывает прохождение в цепь сетки и прочих высших гармоник. Обычно они малы по амплитуде, но их влияние, как будет показано далее, может существенно сказываться на частоте генерируемых колебаний. Таким образом, между первой гармоникой анодного тока и основной составляющей управляющего напряжения возникает сдвиг фаз, в результате чего средняя крутизна лампы приобретает комплексный характер.

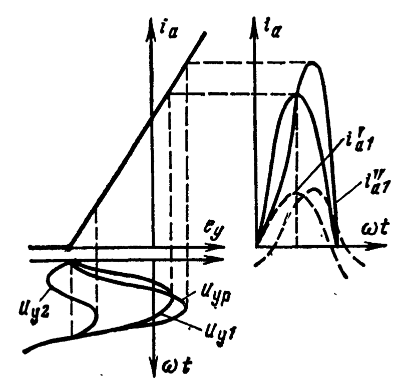


Рис. 2-2. К рассмотрению φ_S.

Вернемся к рассмотрению процессов, происходящих в автогенераторе. Первая гармоника анодного тока, проходя через контур, создает на нем напряжение

$$\dot{U}''_к = \dot{I}_{a1}\dot{Z}_к = \dot{S}_{ср}\dot{Z}_к(\dot{k} - D)\dot{U}'_к,$$

которое в общем случае будет сдвинуто относительно тока на некоторый угол φ_Z, зависящий от расстройки контура относительно частоты возникших колебаний.

Амплитуда этого «вторичного» напряжения $U''_к$, которое появилось на контуре в результате возникновения на нем «первичного» напряжения $U'_к$ и воздействия его на схему, будет больше амплитуды «первичного», если абсолютная величина

$$|\dot{S}_{ср}|\,|\dot{Z}_к|\,|(\dot{k} - D)| > 1. \tag{2-1}$$

В этом случае произойдет нарастание амплитуд колебаний от цикла к циклу, т. е. самовозбуждение генератора. Неравенство (2-1), выражающее условие нарастания амплитуд колебаний, называют *амплитудным условием самовозбуждения*. Систему, параметры которой остаются неизменными, независящими от амплитуды колебаний, принято называть линейной. Если бы генератор с самовозбуждением представлял собой линейную систему, колебания в нем нарастали бы неограниченно, что, конечно, невозможно. Следовательно, автоколебательная система обязательно должна быть нелинейной. Эта нелинейность проявляется в изменении средней крутизны лампы с ростом амплитуды колебаний. Действительно, увеличение амплитуды переменного напряжения на сетке приводит к переходу в отдельные моменты времени на участки характеристики лампы с малой и даже нулевой крутизной (рис. 2-3), что приводит к уменьшению средней крутизны. В результате этого амплитуда колебаний будет нарастать все меньше и, наконец, амплитуды «вторичных» колебаний не будут отличаться от амплитуд, породивших их «первичных»,

или, как говорят, наступит *«баланс амплитуд»* — процесс *стационарных колебаний*. Это произойдет, когда

$$|\dot{S}_{ср}||\dot{Z}_к||(\dot{k}-D)|=1. \qquad (2\text{-}2)$$

Поэтому данное равенство называют *условием стационарного режима, или условием баланса амплитуд автогенератора*. Однако оно характеризует только условие установления колебаний с постоянной амплитудой. А что же будет с частотой колебаний в процессе самовозбуждения?

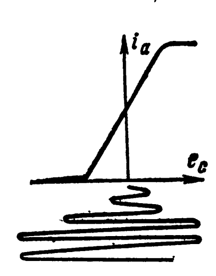


Рис. 2-3. Установление стационарного режима в автогенераторе.

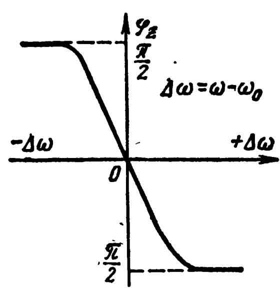


Рис. 2-4. Фазочастотная характеристика контура.

На векторной диаграмме, приведенной на рис. 2-1, вектор «вторичного» напряжения $\dot{U}''_к$ опережает вектор «первичного» напряжения $\dot{U}'_к$. Это означает, что каждый следующий максимум напряжения будет наступать раньше, чем наступил бы максимум напряжения в предыдущем состоянии системы. Иными словами напряжение представляет в данном случае сжимающуюся во времени синусоиду (рис. 2-1, *б*), т. е. колебания с нарастающей частотой. Возникает вопрос: до каких же пор будет возрастать частота колебаний и что прекратит этот процесс?

С изменением частоты колебаний будет изменяться эквивалентное сопротивление колебательной системы контура для первой гармоники анодного тока $Z_к$ и сдвиг фаз между ней и напряжением на контуре $\dot{U}_к$.

На рис. 2-4 приведена фазовая характеристика контура, показывающая, что сдвиг фаз между напряжением на контуре и током в подводящей цепи растет с увеличением отклонения частоты тока ω от собственной частоты контура ω_0. Возрастание частоты вызовет увеличение угла φ_Z и вектор $\dot{U}''_к$ будет приближаться к вектору $\dot{U}'_к$ (рис. 2-1, *а*). Этот процесс может прекратиться только, когда вектор «вторичного» напряжения совпадет по фазе с вектором «первичного». Непосредственно из векторной диаграммы видно, что это будет выполнено, если

$$\varphi_{k-D}+\varphi_Z+\varphi_S=0 \text{ (или } 2\pi n), \qquad (2\text{-}3)$$

где $n = 0, \pm1, \pm2, \pm3$ ...

Аналогичными рассуждениями легко показать, что при отставании вектора $\dot{U}''_к$ от $\dot{U}'_к$ произойдет уменьшение частоты генерируе-

мых колебаний. Поэтому условие (2-3), носящее название *условия баланса фаз,* определяет частоту колебаний, устанавливающихся в автогенераторе.

Если для начала процесса самовозбуждения необходимо только выполнение условия (2-1), то в стационарном режиме будут выполняться два условия: баланса амплитуд (2-2) и баланса фаз (2-3).

Условия стационарности характеризуют только условия прекращения нарастания колебаний и изменений частоты, но они ничего не говорят о том, в какой мере это состояние будет устойчивым, т. е. не сорвутся ли колебания при каком-либо случайном небольшом уменьшении их амплитуды или не начнут ли они снова нарастать при небольшом случайном увеличении ее. Этот вопрос важен потому, что в любой реальной схеме такие изменения неизбежны вследствие пульсации питающих напряжений, изменений нагрузки и пр.

Срыв колебаний может произойти, если некоторое уменьшение напряжения на контуре (или пропорционального ему напряжения на сетке) $\Delta U_c < 0$ вызовет уменьшение средней крутизны, т. е. $\Delta S_{cp} < 0$. Аналогично возрастание амплитуды колебаний при увеличении напряжений будет возможно при одинаковом знаке обоих приращений, поэтому *условием устойчивости амплитуды стационарных колебаний* будет являться противоположный характер этих приращений, что можно выразить в виде

$$\Delta S_{cp}/\Delta U_c < 0. \qquad (2\text{-}4)$$

При устойчивости амплитуды частота колебаний может оказаться неустойчивой. Ранее было показано, что, если

$$\varphi_s + \varphi_{k-D} + \varphi_Z > 0,$$

частота колебаний в схеме нарастает, аналогично, если

$$\varphi_s + \varphi_{k-D} + \varphi_Z < 0,$$

частота колебаний в схеме уменьшается. Равенство нулю этой суммы определяет частоту установившихся колебаний. Поэтому, если вследствие случайных положительных приращений одного или двух из этих углов сумма всех углов возрастет, частота генератора станет нарастать. Это нарастание может не произойти только, если третий фазовый угол с ростом частоты будет уменьшаться так, что общая сумма фазовых углов станет меньше или равной нулю. Обратное должно быть при уменьшении частоты колебаний. Математически эти условия разных знаков приращения частоты и суммы фазовых углов можно выразить в виде

$$\Delta(\Sigma \varphi)/\Delta f < 0. \qquad (2\text{-}5)$$

Данное неравенство представляет собой *условие устойчивости частоты колебаний автогенератора.*

Таким образом, установившийся режим автоколебаний, амплитуда и частота которых определяется из уравнений (2-2) и (2-3), может существовать длительно только при выполнении условий (2-4) и (2-5). В этом случае небольшие изменения параметров режима, вызванные кратковременными внешними возмущающими действиями, быстро затухнут и система вернется к прежнему состоянию. В противном случае малейшие воздействия будут приводить к переходу системы в новое состояние или к срыву колебаний.

2-2. ОБЩИЕ СВОЙСТВА ТРЕХТОЧЕЧНЫХ АВТОГЕНЕРАТОРОВ

Самый обширный класс ламповых автогенераторов образуют устройства, в которых три электрода лампы — катод, сетка и анод присоединяются к трем точкам колебательной системы. В этом случае между электродами лампы оказываются включенными некоторые комплексные сопротивления Z_1, Z_2, Z_3 (рис. 2-5). Схемы такого вида принято называть *трехточечными*. (Принятая нумерация сопротивлений будет выдерживаться далее везде.) Как правило, активные составляющие сопротивлений много меньше реактивных, поэтому допустимо считать, что $Z_1 \approx X_1$, $Z_2 \approx X_2$ и $Z_3 \approx X_3$.

Будем считать, что элементы X_1, X_2, X_3 включают и все реактивные параметры схемы, в том числе и лампы.

Колебания в системе при отсутствии внешнего воздействия возникают только на ее собственных частотах. При возбуждении *свободных (собственных)* колебаний в системе проходит замкнутый (кольцевой) ток $I_к$, для которого сумма всех реактивных сопротивлений при ее последовательном обходе равна нулю:

$$X_1(\omega)+X_2(\omega)+X_3(\omega)=0. \quad (2\text{-}6)$$

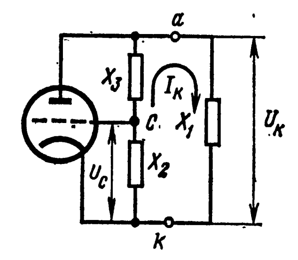


Рис. 2-5. Обобщенная схема трехточечного автогенератора.

Данное уравнение позволяет определить возможные частоты автоколебаний. Однако не все они будут возбуждаться в автогенераторе: для этого необходимо еще выполнение амплитудных, фазовых условий и условий устойчивости.

В § 1-1 были рассмотрены условия передачи энергии электронами колебательной системе лампового генератора, которые показали необходимость синфазного изменения напряжения на участке контура, включенном между анодом и катодом лампы, и напряжения на сетке. Первое напряжение создается от прохождения тока $I_к$ через сопротивления X_2 и X_3:

$$U_к=I_к(X_2+X_3). \quad (2\text{-}7)$$

При этом его считают положительным, когда потенциал точки *к* выше, чем потенциал точки *a*.

Второе напряжение определяется прохождением тока через сопротивление X_2:

$$U_c=-I_кX_2, \quad (2\text{-}8)$$

где знак минус показывает, что отсчет напряжения ведут в противоположном направлении, считая, что оно положительно, когда потенциал точки *c* выше потенциала точки *к*.

Отношение этих напряжений определяет величину коэффициента обратной связи

$$k=-\frac{X_2(\omega)}{X_2(\omega)+X_3(\omega)}. \quad (2\text{-}9)$$

Колебательная система образуется только в том случае, когда две параллельные ветви ее имеют равные и противоположные по

знаку сопротивления, что вытекает из (2-6). Поэтому выражение (2-9) можно также записать в виде

$$k = X_2(\omega)/X_1(\omega). \tag{2-10}$$

Из приведенных рассуждений следует, что колебания в генераторе могут возбудиться только на тех частотах колебательной системы, для которых коэффициент обратной связи будет положительным. Для этого необходимо, чтобы сопротивления X_1 и X_2 имели одинаковые знаки, т. е. были либо индуктивными, либо емкостными.

Условие устойчивости частоты в соответствии с соотношением (2-5) требует, кроме того, чтобы крутизна (наклон) фазочастотной характеристики колебательной системы вблизи частоты возбуждения была отрицательной.

Зная эти общие свойства автогенераторов, можно начать изучение работы практических схем автогенераторов. Это изучение целесообразно начать со знакомства с работой простейших одноконтурных схем.

2-3. ОДНОКОНТУРНЫЕ АВТОГЕНЕРАТОРЫ

Генератор с трансформаторной обратной связью. Колебательная система во всех генераторах этого типа состоит из одиночного колебательного контура, поэтому возбуждение возможно только на одной частоте. Схемы одноконтурных автогенераторов принято различать по способу осуществления обратной связи.

На рис. 2-6, *а* изображена схема генератора, в которой цепь сетки связана с контуром, включенным в анодную цепь общим пере-

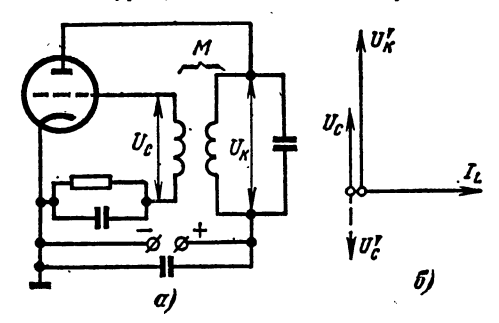


Рис. 2-6. Автогенератор с трансформаторной обратной связью.

менным магнитным потоком катушки контура с катушкой, включенной в цепь сетки. Катушки образуют воздушный трансформатор, поэтому устройство и называют автогенератором с трансформаторной обратной связью.

Покажем, что данный вид обратной связи обеспечивает необходимую синфазность напряжений на контуре и сетке. Пусть в некоторый момент времени вектор напряжения на контуре занимает вертикальное положение (рис. 2-6, *б*). Под действием этого напряжения в контурной катушке возникает ток I_L, вектор которого отстает

от $U_к$ на 90°. Согласно закону электромагнитной индукции э. д. с., наведенная во вторичной обмотке трансформатора, пропорциональна скорости изменения тока в первичной обмотке; скорость же изменения синусоиды является также синусоидальной величиной, сдвинутой относительно первой на 90°. Знак этого сдвига (а следовательно, и коэффициента взаимной индукции M) зависит от направления намотки катушек. При одном знаке вектор напряжения на сетке совпадет с вектором напряжения на контуре и генератор возбуждается; при противоположном знаке они будут противофазны и самовозбуждение будет невозможным. Изменить знак взаимоиндукции можно, перевернув катушку связи.

Обычно фазовые сдвиги между $U_к$, $U_с$ и I_{a1} малы и ими можно пренебрегать. Тогда все величины в уравнении (2-1) становятся действительными, и его можно записать в виде

$$k \geqslant \frac{1}{S_{ср}R_э} + D. \qquad (2\text{-}11)$$

Из этого неравенства следует, что для самовозбуждения необходимо, чтобы коэффициент обратной связи был больше некоторого минимального (критического) значения:

$$k > k_{кр} = \frac{1}{S_{ср}R_э} + D. \qquad (2\text{-}12)$$

Выполнить это условие можно, подбирая необходимый коэффициент трансформации изменением соотношения числа витков катушек или изменяя их взаимное расположение.

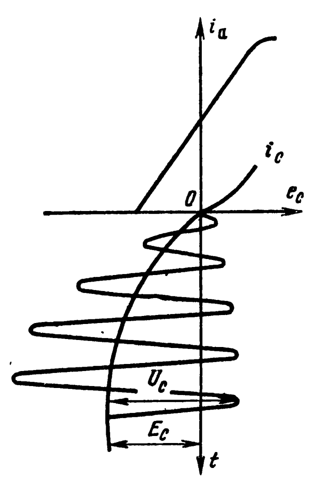


Рис. 2-7. Установление колебаний в автогенераторе с цепочкой автоматического смещения.

В цепь сетки автогенераторов включают цепочки автоматического смещения. Это имеет принципиальное значение. Для получения хорошего к. п. д. желательно работать в режиме С, при котором на сетку подается значительное отрицательное смещение. Если бы смещение создавалось специальным источником постоянного напряжения, небольшое переменное напряжение первичных колебаний не смогло бы открыть лампу или привести к самовозбуждению из-за малой крутизны нижнего участка статической характеристики. В этом случае самовозбуждение было бы возможным только при весьма значительных амплитудах первичных колебаний; такой режим самовозбуждения называют *«жестким»*.

При использовании цепочки автосмещения в начальный момент смещение на сетке равно нулю. Современные лампы имеют «левые» характеристики, поэтому при нулевом напряжении на сетке лампа открыта и имеет большую крутизну (рис. 2-7), что обеспечивает условия для усиления самых слабых сигналов. По мере же нарастания амплитуды колебаний в контуре увеличивается и напряжение на сетке; это приводит к увеличению сеточного тока, а следовательно, и напряжения смещения. Возрастание смещения приводит к умень-

шению угла отсечки, увеличению доли периода, в течение которого лампа используется на участке нулевой крутизны, и в соответствии с выражением (1-23) средняя крутизна уменьшается. Поэтому нарастание амплитуды колебаний замедляется. Этому же способствует рост потерь в контуре, которые пропорциональны квадрату амплитуды колебаний. К этим потерям добавляются возрастающие потери в цепи возбуждения, так как мощность, идущая на возбуждение, в автогенераторе (в отличие от генератора с внешним возбуждением) берется из своего же анодного контура. Таким образом, в процессе нарастания колебаний в выражении (2-11) одновременно уменьшаются обе величины, стоящие в знаменателе, поэтому при установленном значении коэффициента обратной связи постепенно наступает равенство правой и левой частей, и режим становится стационарным (с неизменными амплитудами колебаний). Соответствующим выбором параметров генератора можно получить в стационарном режиме угол отсечки, при котором обеспечивается достаточно высокий к. п. д. генератора. Следовательно, использование цепочки автосмещения позволяет получить «*мягкий*» режим самовозбуждения и высокий к. п. д. в стационарном режиме автогенератора.

Генератор перестраивается обычно переменным конденсатором в широком диапазоне частот. Ширина перестройки ограничивается уменьшением мощности на краях диапазона, что происходит вследствие изменений эквивалентного сопротивления контура $R_э = L/(Cr)$, из-за изменений его емкости и сопротивления потерь, а также вследствие изменения напряжения возбуждения $U_c = \omega M I_к$. Чем больше коэффициент перекрытия диапазона по частоте $k_f = f_{макс}/f_{мин}$, тем больше эти изменения.

Рассмотренная схема используется главным образом на длинных и средних волнах. Чем выше частота, тем большую долю емкости и индуктивности контура составляют междуэлектродные емкости лампы, монтажные емкости и индуктивности соединительных проводов. Это приводит к уменьшению коэффициента перекрытия контура

$$k_f = \sqrt{\frac{C_0 + C_{макс\sim}}{C_0 + C_{мин\sim}}}, \qquad (2\text{-}13)$$

где C_0 — начальная емкость контура; $C_{макс\sim}$ и $C_{мин\sim}$ — максимальная и минимальная переменные составляющие емкости контура.

Одновременно ухудшается стабильность частоты генератора ввиду того, что упомянутые «паразитные» параметры подвержены наиболее сильным изменениям в процессе эксплуатации передатчика при изменении температурного режима лампы вследствие вибраций и т. д.

Индуктивный и емкостный трехточечные автогенераторы. Из анализа обобщенной схемы трехточечного автогенератора следует, что для самовозбуждения автогенератора необходимо, чтобы реактивные элементы, включенные между сеткой — катодом и анодом — катодом лампы, имели одинаковый характер, а между анодом — сеткой противоположный характер. При этом образуются две возможные схемы, приведенные на рис. 2-8. Схема на рис. 2-8, *а* носит название индуктивного трехточечного автогенератора, а схема на рис. 2-8, *б* — емкостного трехточечного автогенератора.

Использование двух катушек в индуктивной схеме обычно неудобно, поэтому используют одну катушку с отводами, части

которой и выполняют роль индуктивностей L_1 и L_2 (рис. 2-8, *в*). Такая система образует автотрансформатор, поэтому часто данное устройство называют *генератором с автотрансформаторной обратной связью*. Регулировку величины обратной связи осуществляют изменением положения отвода *с* на катушке. Схема имеет те же частотные ограничения, что и первая, и по тем же причинам, но здесь добавляется еще неудобство регулировки обратной связи при уменьшении числа витков в катушке на высоких частотах.

В емкостном трехточечном генераторе (рис. 2-8, *б*) напряжение обратной связи снимается с конденсатора C_2, поэтому эту схему

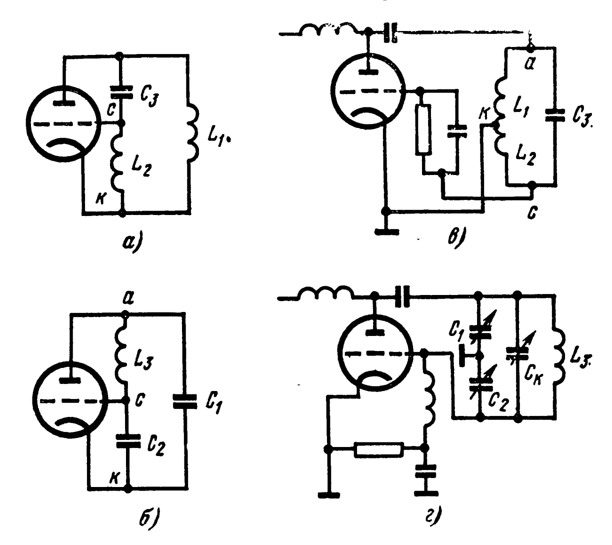


Рис. 2-8. Индуктивная и емкостная схемы трехточечных автогенераторов.

называют также *генератором с емкостной обратной связью*. Коэффициент обратной связи регулируется изменением соотношения емкостей C_1 и C_2:

$$k = \frac{X_2}{X_1} = \frac{\omega C_1}{\omega C_2} = \frac{C_1}{C_2}.$$

Это создает известные неудобства, так как изменение только одной из емкостей вызывает одновременно изменение частоты настройки контура. Скомпенсировать это можно только одновременным изменением емкости второго конденсатора. Чтобы избежать этих взаимных зависимостей, прибегают к перестройке контура катушкой индуктивности (вариометром) или включают параллельно переменный корректирующий конденсатор $C_к$ (рис. 2-8, *г*), емкость которого во много раз больше емкостей C_1 и C_2. В этом случае основная перестройка производится этим конденсатором, а изменение C_1' и C_2 мало влияет на частоту.

Поскольку сетка включается между двумя конденсаторами, для прохождения постоянной составляющей сеточного тока необходимо использовать параллельную схему цепи автосмещения.

Регулировка обратной связи затрудняется с укорочением волны, когда емкости контура становятся соизмеримыми с паразитными емкостями схемы.

Все три рассмотренные схемы одноконтурных автогенераторов весьма просты, надежны и гибки в управлении только при работе на длинных и средних волнах. Основным их недостатком является то, что единственный контур, параметры которого определяют частоту генерируемых колебаний, является также нагрузкой для лампы, в которой выделяется генерируемая мощность, и этот же контур связывается с внешней нагрузкой. Чем больше мощность генератора, тем сильнее высокочастотные токи нагревают детали

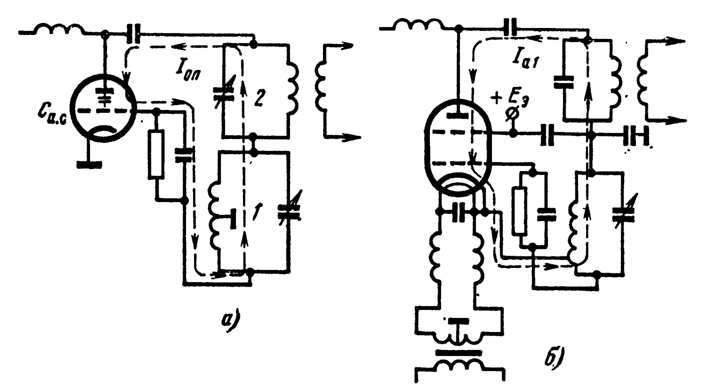


Рис. 2-9. Двухконтурный автогенератор с электронной связью.

контура, а это приводит к изменению их размеров, а следовательно, и электрических параметров, что вызывает уходы частоты генератора. Внешняя нагрузка практически никогда не бывает постоянной, поэтому связь с ней также приводит к изменениям параметров контура, а следовательно, и частоты генератора.

Если желательно передавать во внешнюю нагрузку основную долю генерируемой мощности, необходимо сильно связывать контур с нагрузкой. Это приводит к резкому уменьшению добротности контура, что, как будет показано далее, вызывает снижение стабильности частоты генератора.

Избежать этих принципиальных недостатков можно переходом к более сложным двухконтурным генераторам. Использование двух и более контуров в принципе открывает возможность разделения их функций: настройка одного будет определять частоту генерируемых колебаний, другой контур может использоваться для выделения мощности и связи с нагрузкой.

Двухконтурный автогенератор с электронной связью (схема Шембеля). Простым способом решения поставленной задачи является включение в анодную цепь лампы последовательно с основным контуром дополнительного контура, настроенного на ту же частоту (рис. 2-9). Если эквивалентное сопротивление дополнительного

контура $R_{э2}$ много больше эквивалентного сопротивления первого контура $R_{э1}$, основная доля генерируемой мощности выделится в дополнительном контуре, который можно связать с внешней нагрузкой. При этом резко уменьшается выделение тепла в первом контуре и на него непосредственно не воздействует внешняя нагрузка.

Увеличение отношения эквивалентных сопротивлений контуров выгодно получать за счет уменьшения эквивалентного сопротивления первого контура

$$R_{э1} = \rho Q = \frac{1}{\omega C} Q,$$

что дает возможность увеличить его емкость и тем сильно уменьшить удельный вес в полной емкости контура нестабильных междуэлектродных емкостей лампы, что даст дополнительный выигрыш в стабильности частоты.

Увеличивать отношения эквивалентных сопротивлений удается только до определенного предела, поскольку при этом уменьшается амплитуда напряжения на первом контуре и на сетке. При отношении $R_{э2}/R_{э1} > 6 \div 7$ обычно нарушаются амплитудные условия самовозбуждения, и колебания срываются.

В схеме на рис. 2-9, *а* между контурами не устранена значительная емкостная связь через емкость $C_{а.с}$, поэтому расстройки, вносимые во второй контур со стороны нагрузки, оказывают влияние на частоту настройки первого контура. Чтобы уменьшить эту связь, в генераторе применяют не триоды, а тетроды или пентоды, вторая и третья сетки которых используются в качестве экранов, разделяющих контуры (рис. 2-9, *б*). При этом между контурами остается только связь за счет первой гармоники анодного тока, обтекающей последовательно оба контура. Это обстоятельство и определило название схемы генератора.

Через первый контур проходит ток экранирующей сетки. Это дает основание рассматривать данную схему также несколько иначе. Ее можно разделить на внутреннюю, автогенераторную часть, образованную первыми тремя электродами: катодом, сеткой, экранирующей сеткой лампы и первым контуром. Здесь экранирующая сетка играет роль анода автогенераторной части. Катод, сетка, анод лампы и второй контур выполняют роль усилителя колебаний, созданных автогенераторной частью. Допустимость подобного рассмотрения подтверждается тем обстоятельством, что в ряде случаев второй контур настраивают на одну из высших гармоник анодного тока лампы. В этом случае анодная цепь работает в режиме умножения частоты колебаний автогенераторной части. Для тока же основной частоты второй контур представляет практически короткое замыкание.

Режим умножения позволяет дополнительно повысить стабильность частоты, поскольку контуры при этом сильно расстроены относительно друг друга, и их взаимное влияние оказывается чрезвычайно слабым.

Недостатком данной схемы является то, что катод лампы находится под высокочастотным напряжением. Это вынуждает ставить высокочастотные дроссели в цепь накала для предотвращения утечек высокочастотной энергии или возникновения пробоев в данной цепи.

2-4. ДВУХКОНТУРНЫЕ АВТОГЕНЕРАТОРЫ СО СВЯЗЬЮ КОНТУРОВ ЧЕРЕЗ МЕЖДУЭЛЕКТРОДНЫЕ ЕМКОСТИ ЛАМПЫ

Общие свойства двухконтурных колебательных систем. Генератор с электронной связью имеет те же частотные ограничения, что и рассмотренные ранее одноконтурные автогенераторы. Уменьшение сопротивления междуэлектродных емкостей с ростом частоты позволяет создать двухконтурные автогенераторы, способные работать в диапазоне даже сверхвысоких частот.

Колебательную систему таких генераторов образуют два контура, связанных через одну из междуэлектродных емкостей лампы. При этом возможно образование трех схем (рис. 2-10). В каждой из них к одному из электродов присоединяются два контура. В зависимости от наименования общего электрода принято называть эти устройства генератором с общим катодом (рис. 2-10, *а*), генератором с общим анодом (рис. 2-10, *б*) и генератором с общей сеткой (рис. 2-10, *в*).

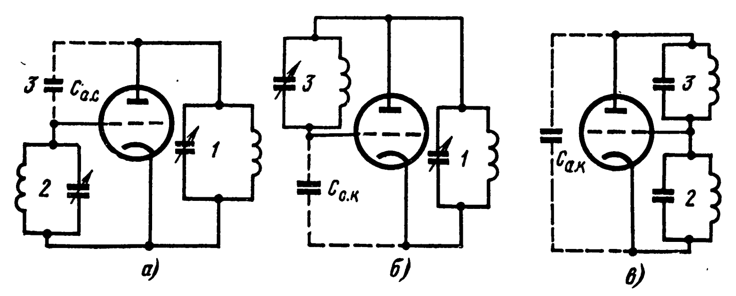


Рис. 2-10. Двухконтурные автогенераторы со связью через одну из междуэлектродных емкостей.

В генераторе с общим катодом связь между контурами происходит через емкость $C_{а.с}$, в генераторе с общим анодом — через емкость $C_{с.к}$ и в генераторе с общей сеткой — через емкость $C_{а.к}$. Обычно общую точку контуров по высокой частоте замыкают с корпусом, чтобы иметь возможность соединить с ним роторы переменных конденсаторов и исключить влияние оператора на их настройку. В этих случаях схемы часто называют генераторами с заземленным катодом, сеткой или анодом.

Из курса «Основ радиотехники» известно, что система двух связанных контуров обладает двумя собственными частотами, которые часто именуются *частотами связи*. Найдем их, решая графически уравнение (2-6), для чего построим на одном рисунке графики изменений реактивных сопротивлений всех трех элементов колебательной системы X_1, X_2 и X_3 от частоты (рис. 2-11).

Реактивное сопротивление параллельного контура на частоте ниже резонансной имеет индуктивный характер и стремится к бесконечности при приближении к резонансу. При переходе через резонанс оно становится емкостным, изменяясь от бесконечности до нуля. Сопротивление емкости связи от бесконечности при $\omega \to 0$ монотонно уменьшается с частотой.

Допустим, что один контур настроен на частоту $\omega_{1.0}$, а второй — на частоту $\omega_{2.0}$. При этом графики зависимостей реактивных сопро-

тивлений трех элементов от частоты принимают вид, изображенный на рис. 2-11, *а*.

Суммарное сопротивление при $\omega \to 0$ определяется в основном сопротивлением емкости связи, уходящим в бесконечность с отрицательным знаком. При приближении к частоте $\omega_{1.0}$ преобладающее

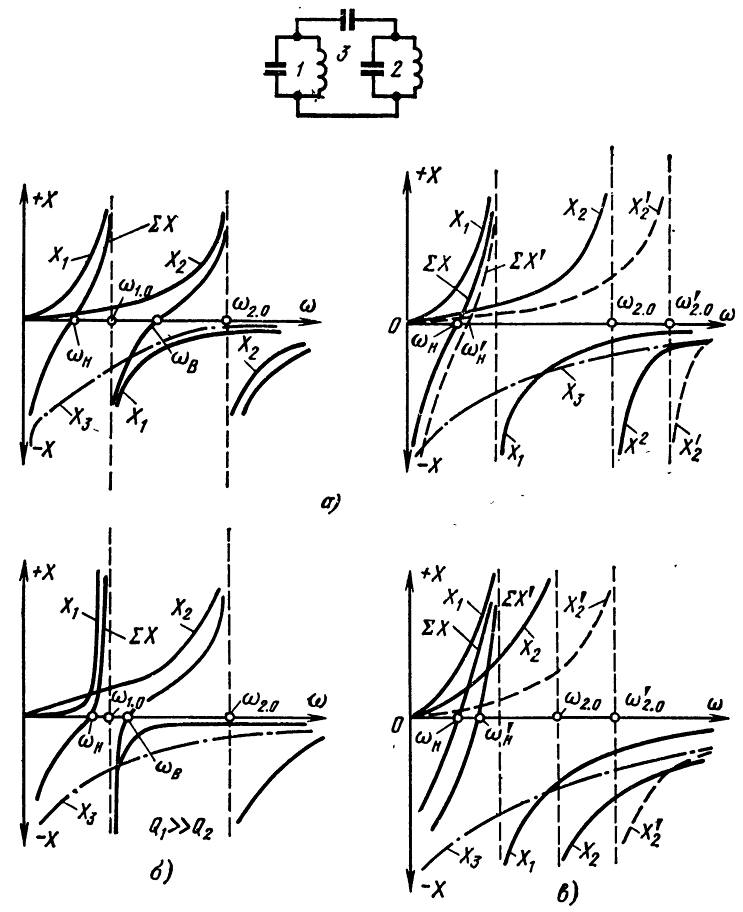


Рис. 2-11. Нахождение частот связи системы двух контуров, связанных через емкость.

значение будет иметь уходящее в бесконечность положительное сопротивление первого контура. Следовательно где-то на промежуточной частоте $\omega_н$ сумма сопротивлений пройдет через нуль.

Аналогичные рассуждения позволяют прийти к выводу, что между частотами $\omega_{1.0}$ и $\omega_{2.0}$ найдется частота $\omega_в$, при которой суммарное сопротивление снова пройдет через нуль. На частотах выше

$\omega_{2.0}$ суммарное сопротивление имеет отрицательный знак и монотонно убывает.

Таким образом, система имеет две собственные частоты (частоты связи): *нижнюю* — $\omega_н$, которая ниже собственных частот контуров, и *верхнюю* — $\omega_в$, которая располагается между собственными частотами контуров.

Важным обстоятельством является то, что, если между добротностями контуров существует большая разница, частоты связи оказываются близкими к собственной частоте высокодобротного контура. Напомним, что чем выше добротность контура, тем у́же его полоса пропускания и графики зависимостей его реактивного сопротивления идут более круто. На рис. 2-11, *б* приведены графические построения для случая высокой добротности первого контура, из которых непосредственно видно, что в этом случае как нижняя, так и верхняя частоты связи близки к частоте $\omega_{1.0}$.

Условия самовозбуждения двухконтурных генераторов. Теперь рассмотрим, на какой из частот связи возбуждаются двухконтурные автогенераторы. Для нижней частоты оба контура представляют эквивалентные индуктивные сопротивления. Для верхней же частоты связи контур, настроенный на более низкую частоту, представляет емкостное сопротивление, а контур, настроенный на более высокую частоту, — индуктивное сопротивление.

В схеме с общим катодом на месте сопротивлений X_1 и X_2 помещены контуры. Для выполнения фазового условия самовозбуждения на частоте генерации их сопротивления должны иметь одинаковые знаки, что будет выполнено только на нижней частоте связи. Генератор возбудится при этом по эквивалентной индуктивной трехточечной схеме.

В схеме с общим анодом роль сопротивления X_2 играет емкость $C_{с.к}$, следовательно, эквивалентное сопротивление контура X_1 должно иметь также емкостный характер, что возможно только при возбуждении на верхней частоте связи. Одновременно контур, играющий роль сопротивления X_3, должен иметь индуктивное сопротивление, что будет при настройке его на частоту выше частоты контура, включенного между анодом и катодом. Генератор в этом случае возбуждается как эквивалентный емкостный трехточечный автогенератор.

В схеме с общей сеткой роль сопротивления X_1 выполняет емкость $C_{а.к}$, следовательно, контур, включенный между сеткой и катодом, должен иметь эквивалентное сопротивление X_2 тоже емкостного характера, а контур, включенный между сеткой и анодом, — эквивалентное сопротивление X_3 индуктивного характера. Это возможно, если этот последний контур настроен на частоту выше частоты контура, включенного между анодом и катодом. Генератор будет возбуждаться на верхней частоте связи по эквивалентной емкостной трехточечной схеме.

Теперь возникает вопрос о том, как следует настраивать контуры, чтобы осуществить желаемое разделение функций между ними.

В генераторе с общим катодом основная мощность будет выделяться в контуре, включенном между анодом и катодом, где действует максимальное напряжение; его и следует связывать с нагрузкой. Что же надо сделать, чтобы второй контур, включенный между катодом и сеткой, в основном определял частоту генерируемых колебаний?

Очевидно, что на частоту связи оказывает основное влияние тот контур, который в наименьшей степени расстроен относительно возбуждаемой частоты связи. При этом она лежит в области резких изменений эквивалентного сопротивления $X_э$ (ω) данного контура, и перестройка его в наибольшей степени изменяет сумму реактивных сопротивлений всей системы. Покажем это графически. На рис. 2-11, *в* приведены примеры изменения нижней частоты связи при одинаковой перестройке контуров с собственными частотами, близкими к разным частотам связи. Непосредственно из рисунка видно, что в первом случае частота генерации изменяется много больше, чем во втором.

Поскольку в схеме с общим катодом возбуждается нижняя частота связи, а желательно, чтобы катодно-сеточный контур определял частоту, следует настраивать его на более низкую частоту, чем анодно-катодный. Чем больше взаимная расстройка контуров, тем меньше влияние анодно-катодного контура на частоту, но и тем меньше мощность, которая выделяется в нем.

В генераторе с общей сеткой максимальное напряжение действует на участке сетка — анод (см. § 1-4), поэтому в анодно-сеточном контуре выделяется основная доля генерируемой мощности и его связывают с нагрузкой. Было бы желательно, чтобы катодно-сеточный контур определял частоту генерируемых колебаний, но это не происходит вследствие того, что данный контур сильно шунтируется малым входным сопротивлением каскада (через входную цепь протекает и сеточный и анодный токи), благодаря чему он становится низкодобротным. Как было показано, в этом случае частоты связи близки к собственной частоте контура с высокой добротностью. Поэтому в данной схеме частоту определяет анодно-сеточный контур; нужного разделения функций между контурами получить не удается, и схема не используется в тех случаях, когда требуется получить высокую стабильность частоты.

В схеме с общим анодом основная мощность выделяется в анодно-катодном контуре, поэтому желательно, чтобы частоту определял анодно-сеточный контур. Поскольку генератор возбуждается на верхней частоте связи, следует анодно-катодный контур настраивать на возможно более низкую частоту, хотя это приводит к уменьшению выходной мощности, а при некоторой расстройке и к срыву колебаний. В связи с тем, что анодно-сеточный контур не связывается с нагрузкой и не шунтируется активной проводимостью лампы, в данной схеме существуют все предпосылки для получения высокой стабильности частоты.

2-5. АВТОГЕНЕРАТОРЫ С РЕАКТИВНОСТЬЮ ОДНОГО ЗНАКА

Наиболее дорогими и громоздкими элементами колебательных систем являются катушки индуктивности. Оказывается, что от них можно отказаться, создавая автоколебательные системы, в которые входят только элементы *R*, *C*.

В цепях, содержащих только *R*, *C* элементы, при нарушении электрического равновесия протекают резко несинусоидальные токи, которые можно представить в виде бесконечной суммы синусоидальных токов разных частот. Если создать такую цепь обратной связи, которая определяла бы нужные фазовые сдвиги только для одной из этих составляющих, можно и в подобном генераторе получить синусоидальные колебания.

Простейший RC-автогенератор представлен на рис. 2-12. Его можно рассматривать как усилитель на резисторе, охваченный цепочкой обратной связи из RC-звеньев. Напряжение на нагрузке резистивного усилителя сдвинуто по фазе относительно напряжения на входе на 180°. Следовательно, для выполнения условий баланса фаз необходимо, чтобы цепь обратной связи давала дополнительный сдвиг фаз на 180°. Это можно осуществить с помощью нескольких RC-звеньев, каждое из которых может создать фазовый сдвиг на угол

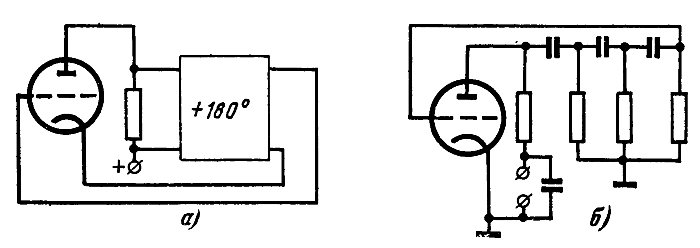


Рис. 2-12. RC-автогенератор.

менее $\pi/2$. Чаще всего используют трехзвенную цепочку. Поскольку сдвиг фаз в каждом звене зависит от соотношений сопротивлений R и $1/(\omega C)$, нужный общий сдвиг на 180° будет получен лишь на одной частоте, на которой и будет работать генератор.

Достоинством схемы является более резкая зависимость частоты от ее параметров, чем в LC-генераторах. Если в последних частота меняется обратно пропорционально корню квадратному из LC, то здесь она меняется обратно пропорционально первой степени RC.

2-6. ЗАТЯГИВАНИЕ ЧАСТОТЫ В АВТОГЕНЕРАТОРАХ

В первый период развития ламповой радиотехники радиопередающие устройства строились преимущественно по однокаскадной схеме: они состояли из автогенератора, связанного непосредственно с цепью антенны. Для передачи в антенну максимальной мощности старались устанавливать возможно более сильную связь между генератором и антенной. При этом обнаружили, что при перестройке антенного контура колебания срывались или настройка генератора становилась неоднозначной, т. е. генерируемая частота зависела от того, как производилась настройка.

Разберем причину этого явления. Если заменить антенну эквивалентным контуром, то из схемы автогенератора (рис. 2-13, *а*) будет видно, что его нагрузкой служит система двух связанных контуров. Предположим, что контур, включенный непосредственно в анодную цепь лампы, настроен конденсатором C_1 на фиксированную частоту ω_1, а частота ω_2 внешнего контура изменяется конденсатором C_2.

Частота генерируемых колебаний совпадает с резонансной частотой колебательной системы генератора, собственные частоты которой определяются частотами связи двух связанных контуров. Эти частоты изменяются в зависимости от величины связи $X_{св}$ и расстройки их относительно друг друга (рис. 2 13, *б*).

В первый момент включения в генераторе возбудятся слабые колебания обеих частот. Однако наличие колебаний одной частоты

в схеме затрудняет возбуждение в ней колебаний других частот. Это объясняется тем, что все автогенераторы работают в нелинейном режиме, т. е. в области с переменным значением крутизны, поэтому средняя крутизна лампы при наличии колебаний оказывается всегда меньше значения ее статической крутизны. Кроме того, наличие колебаний одной частоты приводит к появлению тормозящего поля в лампе совсем не в те моменты времени, когда электроны могут передавать наиболее эффективно энергию контуру, входя в импульсы,

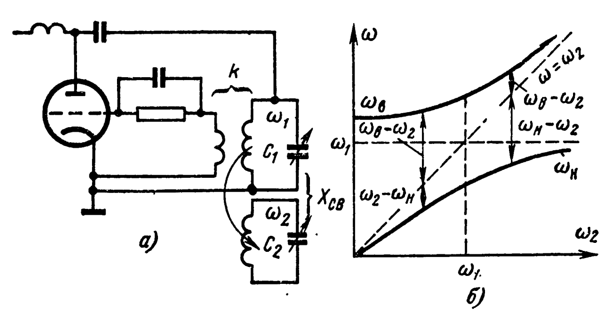


Рис. 2-13. Автогенератор, связанный с внешним контуром, и его резонансные частоты.

следующие с другой частотой. Поэтому быстро нарастающие колебания той частоты, на которой потери в системе меньше, ухудшают условия возбуждения колебаний на второй частоте, и последние быстро затухают.

Рассмотрим явления, которые происходят в генераторе при перестройке внешнего контура. Перестройка его приводит к изменению частот связи, одна из которых лежит ниже, а вторая выше частоты обоих контуров. Если частота внешнего контура ниже частоты анодного, то передача энергии из анодного контура во внешний контур будет происходить на нижней частоте $\omega_н$ в большей степени, чем на верхней частоте $\omega_в$, поскольку разность $|\omega_2 - \omega_н|$ меньше разности $|\omega_2 - \omega_в|$ (см. рис. 2-13, *б*). Поэтому в генераторе возбуждаются колебания на верхней частоте связи, на которой потери в анодном контуре меньше.

Если настроить внешний контур на частоту выше частоты анодного контура, то он будет расстроен относительно верхней частоты связи меньше, чем относительно нижней. Поэтому потери в анодном контуре на передачу энергии во внешнюю цепь станут больше на верхней частоте связи, и в генераторе будут возбуждаться колебания на нижней частоте связи. Из рис. 2-14, *а* видно, что когда $\omega_2 < \omega_1$, возрастание частоты ω_2 приводит к уменьшению расстройки внешнего контура относительно рабочей частоты и увеличению тока I_2 во внешнем контуре. При $\omega_2 > \omega_1$ увеличение частоты ω_2 приводит к увеличению расстройки внешнего контура относительно нижней частоты связи, которая возбуждается в генераторе, и к уменьшению тока во внешнем контуре.

Если связь анодного контура с внешним контуром достаточно сильная, то при малых расстройках последнего относительно генерируемой частоты переход энергии во внешнюю цепь особенно интен-

сивен, благодаря чему эквивалентное сопротивление анодного контура сильно уменьшено. Вследствие этого установленной величины обратной связи, как это видно из формулы (2-11), может не хватить для поддержания самовозбуждения, и колебания сорвутся. Явления, протекающие в генераторе в этом случае, иллюстрируются графиками на рис. 2-14, *б*.

Очевидно, что срыв колебаний можно устранить увеличением обратной связи. Явления в генераторе при увеличении частоты внешнего контура будут протекать тогда следующим образом. В области $\omega_2 < \omega_1$ возбуждаются колебания на верхней частоте связи. Несмотря на создание в схеме более благоприятных (с точки зрения потерь) условий для возбуждения колебаний на нижней частоте связи, они при переходе через частоту ω_1 до частоты скачка $\omega_{2ск}$ еще не возбуждаются, так как наличие колебаний верхней

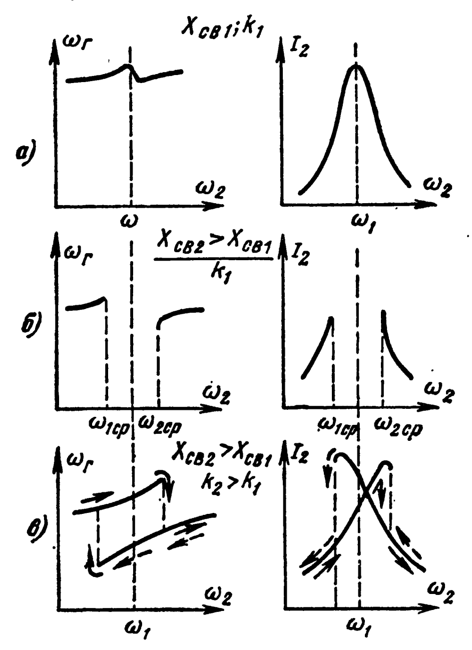


Рис. 2-14. Явление затягивания частоты.

частоты уменьшает среднюю крутизну лампы и препятствует их возникновению. Только на частоте $\omega_2 = \omega_{2ск}$ создавшиеся значительно более благоприятные условия для возбуждения колебаний на нижней частоте связи приводят к переходу на нижнюю частоту связи (рис. 2-14, *в*). До скачкообразного изменения частоты увеличивающийся отсос энергии во внешний контур приводит к росту тока в нем. Естественно, что при обратной перестройке с уменьшением частоты внешнего контура наблюдается *затягивание* генерации на нижней частоте (штриховые линии на рис. 2-14, *в*), а затем перескок на верхнюю частоту связи.

Таким образом, образуется область настроек внешнего контура $\omega_{1\,ск}$— $\omega_{2ск}$, внутри которой *рабочая частота генератора зависит от того, каким образом производится его настройка.* С этим неприятным явлением можно столкнуться при использовании однокаскадных передатчиков, которые применяются во многих импульсных радиоустройствах. В многокаскадных передатчиках автогенератор также всегда связан с последующими каскадами, поэтому попытка увеличить связь с ними сверх некоторого предела может привести к возникновению затягивания. В некоторых устройствах явление затягивания используется для стабилизации частоты.

Следует обратить внимание на то, что затягивание частоты возможно только в таких генераторах, в которых один из контуров играет роль «внешнего», т. е. энергия из него не передается обратно в цепь автогенератора и для генератора является энергией потерь. В двухконтурных схемах с общим анодом, катодом или сеткой второй контур входит в цепь обратной связи. Из графиков на рис. 2-11 видно, что в этих генераторах на разных частотах связи знаки коэффициентов обратной связи противоположны, поэтому может возбуждаться только одна из частот связи. В таких схемах явление затягивания может наблюдаться в том случае, когда контур, определяющий частоту генерируемых колебаний, сильно связан с внешней цепью.

2-7. ЗАХВАТЫВАНИЕ ЧАСТОТЫ АВТОГЕНЕРАТОРА

Если автогенератор, генерирующий колебания частоты $\omega_{г0}$, подвергнуть воздействию внешней э. д. с. достаточно большой амплитуды с частотой $\omega_{вн}$, мало отличающейся от частоты $\omega_{г0}$, то частота автогенератора может измениться и после переходного процесса стать равной частоте внешней э. д. с. Это явление получило название *захватывания, или полного увлечения частоты.* Иногда захватывание называют также *принудительной синхронизацией.*

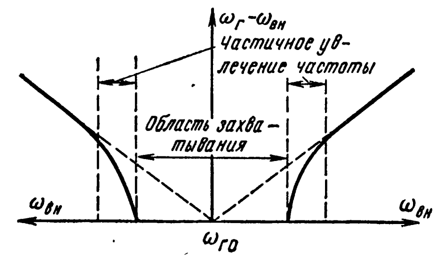


Рис. 2-15. Характеристики захватывания и частичного увлечения частоты автогенератора внешней э. д. с.

При заданной интенсивности внешнего сигнала оно наблюдается в некоторой области частот, лежащих близко к частоте собственных колебаний автогенератора, которая называется *полосой захватывания.* При несколько большей разности частот наблюдается лишь частичное изменение частоты автогенератора. Это явление называют *частичным захватыванием (или увлечением) частоты.* Начиная с некоторых расстроек, внешнее воздействие не приводит к изменению рабочей частоты автогенератора.

На рис. 2-15 приведен график изменения разности рабочей частоты генератора и частоты внешней вынуждающей силы в зави-

симости от ее частоты. В полосе захватывания эта разность равна нулю, в области частичного захватывания она отлична от нуля, и вне ее разность нарастает линейно, поскольку частота ω_r перестает изменяться. Объяснить это можно следующим образом. На какую бы цепь автогенератора не воздействовала внешняя э. д. с., на сетке лампы из-за наличия обратной связи появится переменная э. д. с. с частотой внешнего источника. Если эта частота сравнительно мало отличается от частоты автогенератора, а амплитуда наведенных колебаний сравнима с амплитудой напряжения на сетке лампы автогенератора, то в сеточной цепи возникнут биения колебаний этих двух частот. В некоторый момент времени максимальные положительные значения обеих величин совпадают (рис. 2-16), и результирующее колебание равно сумме их амплитуд. Через период одна из величин снова достигнет максимального значения, а вторая величина в этот момент будет иметь меньшее значение, поэтому их сумма будет меньше, чем в первом случае.

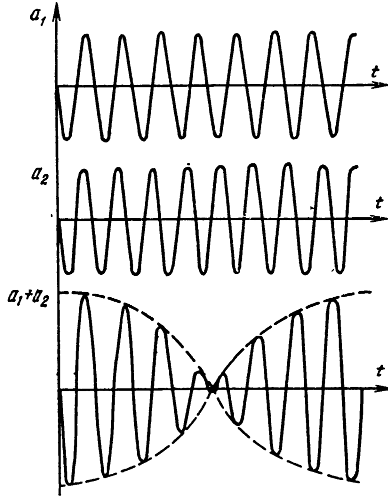


Рис. 2-16. Биения колебаний близких частот.

От периода к периоду сдвиг фаз между колебаниями будет расти и амплитуда результирующего колебания будет уменьшаться. Когда сдвиг фаз превысит 120°, колебания начнут ослаблять друг друга — при сдвиге фаз в 180° амплитуда результирующего колебания достигнет разности амплитуд обоих колебаний. Дальнейшее увеличение сдвига фаз приведет к появлению и постепенному нарастанию амплитуды результирующего колебания. Когда же сдвиг фаз достигнет 360°, амплитуды колебаний будут вновь складываться. Таким образом, в результате сложения двух колебаний разных частот возникают новые колебания с периодически нарастающей и убывающей амплитудой.

Для определения частоты результирующих колебаний и периода изменения их амплитуды рассмотрим данное явление с математической точки зрения. Если в цепи происходит сложение двух высокочастотных колебаний с одинаковой амплитудой $a_1(t) = A \sin 2\pi f_1 t$ и $a_2(t) = A \sin 2\pi f_2 t$, то в результате их сложения получим:

$$a_1(t) + a_2(t) = A (\sin 2\pi f_1 t + \sin 2\pi f_2 t).$$

Используя известную тригонометрическую формулу преобразования суммы двух синусоидальных величин в произведение

$$\sin\alpha + \sin\beta = 2\cos\frac{\alpha-\beta}{2}\sin\frac{\alpha+\beta}{2},$$

получаем:

$$a_1(t)+a_2(t)=2A\cos 2\pi\frac{f_1-f_2}{2}t\sin 2\pi\frac{f_1+f_2}{2}t. \qquad (2\text{-}14)$$

Если частота f_1 близка к частоте f_2, то частота первого сомножителя мала и его можно рассматривать как переменную амплитуду высокочастотного колебания частоты $(f_1+f_2)/2$. Таким образом, в результате биений двух высокочастотных колебаний возникают новые высокочастотные колебания с частотой, равной среднему значению их частот: $f=(f_1+f_2)/2$ и переменной амплитудой, максимальные значения которой повторяются с частотой, равной разности их частот $F=f_1-f_2$.

Уравнение колебаний биений показывает, что при переходе амплитуды через нуль фаза высокочастотных колебаний меняется на обратную, поскольку $\cos(f_1-f_2)/2$ изменяет свой знак.

В тех случаях, когда амплитуды колебаний разных частот A_1 и A_2 неодинаковы, амплитуда результирующего колебания изменяется от максимального значения A_1+A_2, когда колебания складываются, до минимального A_1-A_2, когда колебания взаимно ослабляются. Период изменения амплитуды в этом случае легко определить из следующих соображений. Если в начальный момент времени максимальные фазы колебаний совпадали, то их новое совпадение произойдет через время T, за которое одна из величин совершит n, а вторая $n+1$ колебаний, т. е. $T=nT_1$ и $T=(n+1)T_2$. Приравнивая правые части этих выражений, получаем:

$$n=T_2/(T_1-T_2).$$

Подставив затем это соотношение в первое равенство, найдем период изменения амплитуды результирующего колебания:

$$T=\frac{1}{\frac{1}{T_1}-\frac{1}{T_2}}$$

или частоту изменения амплитуды

$$F=1/T=f_1-f_2,$$

которая равна разности частот суммируемых колебаний.

Вернемся теперь к изучению явления захватывания частоты в автогенераторе. Из проведенного рассмотрения следует, что в результате биений напряжения автогенератора и внешней э. д. с. амплитуда результирующих колебаний будет изменяться с частотой $\omega_{г0}-\omega_{вн}$, а их несущая частота

$$\omega'_{р}=\frac{\omega_{го}+\omega_{вн}}{2}.$$

Поскольку частоты $\omega_г$ и $\omega_{вн}$ близки друг к другу, их разность получается во много раз меньше частоты результирующих колебаний. Поэтому, рассматривая явления в течение малых промежутков времени (порядка нескольких периодов колебаний), можно изменение их амплитуды не учитывать.

Анодный ток лампы определяется в основном напряжением на управляющей сетке, поэтому он также станет изменяться с частотой $\omega'_р$. Проходя через анодный контур, он будет создавать на нем падение напряжения частоты $\omega'_р$. Нетрудно видеть, что если $\omega_{вн}>\omega_{г0}$,

то частота $\omega'_р$, являющаяся средней частотой между $\omega_{вн}$ и $\omega_{г0}$, будет больше $\omega_{г0}$, но меньше $\omega_{вн}$, т. е. генерируемая частота возрастет. Частота $\omega'_р$ в свою очередь создаст биения с внешней э. д. с. и даст колебания с частотой

$$\omega''_р = \frac{\omega'_р + \omega_{вн}}{2},$$

которая будет более высокой, чем частота $\omega'_р$, но более низкой, чем частота $\omega_{вн}$ (рис. 2-17), и частота в схеме возрастет еще больше.

Такой процесс нарастания частоты будет происходить весьма быстро и дальше, пока после некоторого n-го цикла частота генерируемых колебаний почти точно не совпадет с частотой внешнего источника $\omega^{(n)}_р = \omega_{вн}$. После этого изменение частоты прекратится.

То же самое происходит, если частота внешней э. д. с. меньше частоты генератора, но в этом случае частота генератора будет уменьшаться, пока не совпадет с частотой внешнего источника. График, построенный на рис. 2-17, следует понимать условно как результат измерений мгновенных значений частоты в отдельные моменты времени. В действительности процесс изменения частоты протекает непрерывно.

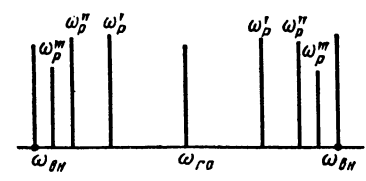


Рис. 2-17. Процесс изменения частоты генератора во время захватывания.

Чем больше отличается частота внешнего источника от собственной частоты автогенератора, тем больше расстройка анодного контура относительно вынужденной частоты. Начиная с некоторой расстройки условия возбуждения внешней частоты $\omega_{вн}$ в схеме не выполняются, и явление захватывания исчезает. Однако это не означает, что влияние внешнего источника полностью прекращается. Рассмотренный выше процесс постепенного приближения частоты генерируемых колебаний к частоте внешнего источника остановится на известной стадии, и в схеме установится некоторая промежуточная частота

$$\omega^k_р = \frac{\omega^{(k-1)}_р + \omega_{вн}}{2},$$

для которой условия самовозбуждения будут более благоприятны, чем для следующей частоты биений. Эта промежуточная частота будет тем ближе к частоте внешнего источника, чем меньше он расстроен относительно начальной частоты генератора.

Данное явление получило название *частичного захватывания, или увлечения частоты*. Оно наблюдается в некоторой области расстроек, за которой явление частичного захватывания прекращается, как это и показано на рис. 2-15. Захватывание частоты используется в целом ряде радиотехнических устройств, например для синхронизации генератора от другого более стабильного генератора, для выделения и усиления колебаний нужной частоты при действии в цепи э. д. с. многих частот, для умножения частоты путем синхронизации генератора высшими гармониками возбуждающей э. д. с. и т. п.

Из анализа процессов преобразования энергии в ламповых генераторах (см. § 1-1) следует, что пополнение энергии колебательной системы происходит в лампе, если возрастание напряжения на аноде сопровождается уменьшением анодного тока. В этом случае динамическое сопротивление лампы $R_д = \Delta u_а/\Delta i_а$ имеет отрицательный знак. Формально это дает основание говорить о том, что присоединенное к контуру *«отрицательное сопротивление»* компенсирует его положительное сопротивление потерь, контур становится идеальным и в нем устанавливаются незатухающие колебания.

В обычной ламповой схеме это обеспечивается выполнением фазовых соотношений, при которых возбуждающее напряжение находится в фазе с напряжением на контуре (в противофазе с напряжением на аноде).

В рассмотренных схемах автогенераторов это достигается соответствующим выбором цепи обратной связи.

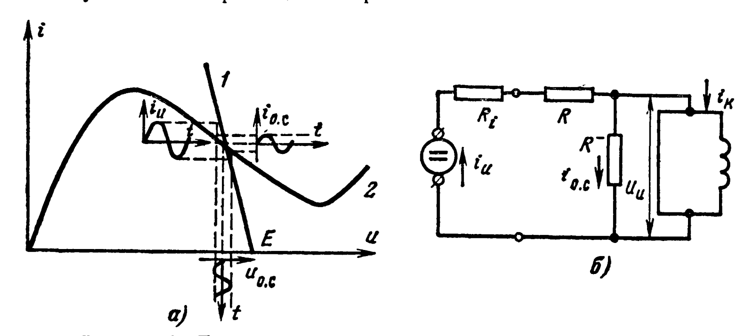


Рис. 2-18. Генератор с отрицательным сопротивлением.

Вместе с тем существует множество приборов и устройств, которые на некотором участке своей вольт-амперной характеристики в силу тех или иных физических причин имеют отрицательное динамическое (дифференциальное) сопротивление благодаря «падающему» характеру этого участка (рис. 2-18, *а*). Их принято называть элементами с отрицательным сопротивлением. Это название не совсем точно, так как полное сопротивление элементов всегда положительно, а «отрицательным» оно может быть на данном участке только по отношению к небольшим изменениям напряжения.

Поясним, каким образом можно использовать элементы с отрицательными сопротивлениями для усиления и генерации колебаний. Для этого подключим параллельно соединенные контур и отрицательное сопротивление к источнику постоянного тока с внутренним сопротивлением R_i и внешним сопротивлением R, предохраняющим источник от короткого замыкания через катушку контура (рис. 2-18, *б*). Изобразим на одном рисунке характеристики элемента с отрицательным сопротивлением и вольт-амперную характеристику источника. Последняя имеет также вид прямой с отрицательным наклоном, поскольку увеличение тока источника приводит к увеличению падения напряжения на его внутреннем сопротивлении и на

сопротивлении R и к уменьшению напряжения на зажимах. Электродвижущую силу источника выберем так, чтобы его характеристика *1* пересекала середину падающего участка характеристики прибора *2*.

Допустим, что под действием флюктуаций в цепи источника появился переменный ток $i_{\text{п}}$. Он вызывает изменение напряжения на контуре и отрицательном сопротивлении с амплитудой $U_{\text{о.с}}$, определяемой по характеристике *1* (рис. 2-18, *а*). Непосредственно из рисунка видно, что это напряжение изменяется противофазно току $i_{\text{п}}$. Появление этого напряжения вызовет прохождение противофазного ему тока через элемент с отрицательным сопротивлением и синфазного тока через контур. Если $|R^-| < R_э$, первый ток больше второго, и в цепи источника появится ток $i_{\text{о.с}} - i_{\text{к}}$, синфазный с первоначальным. Таким образом, наличие элемента с отрицательным сопротивлением создает в схеме положительную обратную связь,

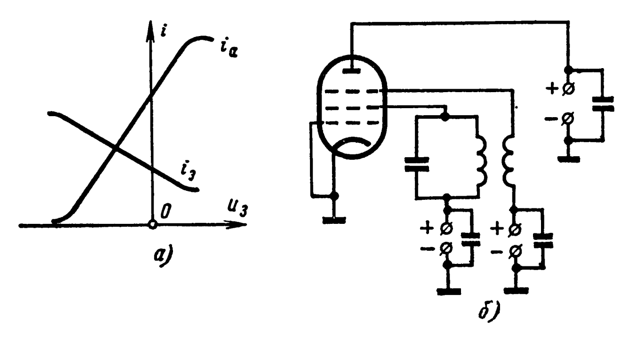


Рис. 2-19. Транзитронный генератор.

благодаря которой колебания будут нарастать по амплитуде до тех пор, пока они не выйдут за пределы участка с отрицательной крутизной. Дальнейшее возрастание амплитуды колебаний будет вызывать обратную реакцию схемы и в ней устанавливаются стационарные колебания.

В качестве элементов с отрицательным сопротивлением в настоящее время наиболее широко используются полупроводниковые приборы (туннельные диоды, диоды Ганна, четырехслойные диоды с *p-n-p-n* структурой, конвертеры, состоящие из двух транзисторов, и др.).

В ламповых схемах падающие участки на статических характеристиках можно получить путем подбора питающих напряжений. Например, характеристика тока экранирующей сетки пентода имеет отрицательную крутизну в зависимости от изменения напряжения на третьей сетке (рис. 2-19, *а*). Это и используют в транзитронном генераторе (рис. 2-19, *б*), где контур включается параллельно участку экранирующая сетка — катод лампы, который играет роль отрицательного сопротивления. С контуром связывается катушка в цепи защитной сетки так, что напряжение на ней возрастает, когда увеличивается напряжение экранирующей сетки. Это одновременное воздействие приводит к уменьшению тока экранирующей сетки, что и создает эффект отрицательного сопротивления.

ГЛАВА ТРЕТЬЯ

СТАБИЛИЗАЦИЯ ЧАСТОТЫ РАДИОПЕРЕДАЮЩИХ УСТРОЙСТВ

3-1. ТРЕБОВАНИЯ К СТАБИЛЬНОСТИ ЧАСТОТЫ РАДИОПЕРЕДАЮЩИХ УСТРОЙСТВ

В настоящее время во всем мире действуют одновременно сотни тысяч радиостанций. Поскольку диапазон используемых частот ограничен, встает остро проблема исключения взаимных помех радиостанций друг другу. Это привело к тому, что международными соглашениями для радиостанций выделяются определенные частоты, которые должны поддерживаться с высокой степенью постоянства. Так, например, уходы частоты радиовещательных станций не должны превышать 20 Гц. Такие отклонения частоты от заданных значений называют *абсолютными уходами частоты* $\Delta f = |f_{ном} - f|$, где $f_{ном}$ — номинальное (заданное) значение рабочей частоты; f — действительное значение частоты.

Поскольку радиостанции работают на самых различных частотах, чаще требования к стабильности частоты выражают в относительных единицах, как отношение абсолютного отклонения частоты к ее заданному значению $\Delta f / f_{ном}$. Эту величину называют *относительной нестабильностью частоты,* или кратко *«нестабильностью»* и выражают ее в долях процентов.

Большинство связных, служебных и специальных радиостанций работают с перестройкой внутри широкого диапазона частот. При использовании таких радиостанций особое значение приобретает беспоисковая и бесподстроечная связь, которую можно обеспечить только при высокой стабильности частоты передатчика и гетеродина приемника.

В новых системах радиосвязи, радиолокации и радионавигации используют информацию о частоте и даже о фазе высокочастотного сигнала. Чтобы эта информация не была ложной, необходима особенно высокая стабильность частоты. Такие системы позволяют получать большой энергетический выигрыш, поэтому будущее радиотехники связано с высокостабильными системами.

Реализация требований к стабильности частоты усложняется по мере того, как эти требования становятся все более и более жесткими. Поэтому они всегда представляют собой компромисс между желаемым и реализуемым на данном этапе развития техники или экономически оправданным. Естественно, что эти требования всегда конкретизируются применительно к определенным категориям радиостанций. Они всегда более жесткие для наземных стационарных устройств и ослабляются при переходе к массовой аппаратуре, станциям, устанавливаемым на подвижных объектах или работающим в тяжелых условиях эксплуатации. В табл. 1 приведены рекомендации Международного консультативного комитета по радиотехнике (МККР) по допустимым нормам нестабильности частоты некоторых типовых радиостанций. Из данных этой таблицы видно, что современные радиостанции должны обеспечивать очень небольшие уходы частоты от 10^{-3} до 10^{-6}. Удовлетворить этим требованиям возможно только при учете всех, часто на первый взгляд малозначительных факторов, которые не принимаются во внимание при энергетических расчетах. Это и понятно — изменение мощности передатчика в 2 раза обычно считается допустимым, а отклонение частоты

Таблица 1

Диапазон частот и категория станции	Допустимые отклонения частоты, %
1 605—4 000 кГц	
Фиксированные станции	0,005—0,01
Подвижные станции	0,02
Радионавигационные станции	0,01 —0,005
Радиовещательные станции	0,005
Однополосные связные станции	0,0001
30—100 МГц	
Фиксированные станции	0,02
Подвижные станции	0,02
Радиовещательные станции с ЧМ	0,03
Радионавигационные станции	0,02

от заданного значения на десятые доли процента приводят, как правило, к полному нарушению работы линии связи.

Чем же вызываются уходы частоты передатчиков от установленных значений и какие пути их уменьшения можно наметить? Рассмотрим эту проблему сначала в общем виде, что даст возможность сформулировать некоторые общие правила, на основе которых можно затем выработать конкретные практические рекомендации.

3-2. ОБЩИЕ ВОПРОСЫ СТАБИЛИЗАЦИИ ЧАСТОТЫ РАДИОПЕРЕДАЮЩИХ УСТРОЙСТВ

Было показано (см. § 2-1), что частота установившихся колебаний автогенератора определяется условием баланса фаз. Каждый из входящих в него фазовых углов в той или иной степени зависит от частоты генерируемых колебаний, от параметров колебательной системы и параметров, характеризующих режим работы генераторной лампы. На эти параметры оказывают воздействия климатические условия, последующие каскады передатчика, питающие напряжения и другие факторы. Запишем уравнение баланса фаз в следующем виде:

$$\varphi_Z(\omega;\ \alpha_1\ldots)+\varphi_{k-D}(\omega;\ \beta_1\ldots)+\varphi_S(\omega;\ \gamma_1\ldots)=0.$$

Здесь под α_n подразумеваются параметры колебательной системы (индуктивности, емкости и т. д.); под β_n и γ_n — параметры рабочего режима (напряжения, токи и пр.).

Если хотя бы один из углов изменит свое значение вследствие изменений параметров α, β, γ..., сумма станет больше или меньше нуля и, как было показано в § 2-1, частота генератора будет изменяться до тех пор, пока это не приведет к таким изменениям углов, при которых их сумма снова станет равной нулю.

Наиболее просто данный процесс можно проиллюстрировать на примере одноконтурного автогенератора.

Из физического смысла фазовых углов φ_{k-D} и φ_s, разобранного в § 2-1, следует, что они в пределах изменений частот порядка 10^{-3} и меньше от частоты практически не зависят. Наоборот, фазовый

угол колебательного контура вблизи резонансной частоты резко зависит от частоты, изменяясь от $+\pi/2$ до $-\pi/2$ (рис. 3-1). На рис. 3-1, *а* приведен график суммы двух других фазовых углов $\varphi_{ks} = \varphi_{k-D} + \varphi_s$. Поскольку они не зависят от частоты, этот график имеет вид прямой, параллельной оси абсцисс. Точка пересечения графиков определяется условием $\varphi_Z = -(\varphi_{k-D} + \varphi_s)$, или иначе $\varphi_Z + \varphi_{k-D} + \varphi_s = 0$, т. е. в этой точке удовлетворяется уравнение баланса фаз, и точка определяет частоту генерируемых колебаний ω_1. Если под действием каких-либо воздействий угол φ_{ks} примет новое значение (пунктирная прямая), уравнение баланса фаз будет выполнено на новой частоте ω_2. Разность $\omega_1 - \omega_2 = \Delta\omega$ определяет возникший при этом уход частоты.

На том же рисунке пунктиром изображена зависимость угла φ_Z от частоты в том случае, если контур обладает более высокой

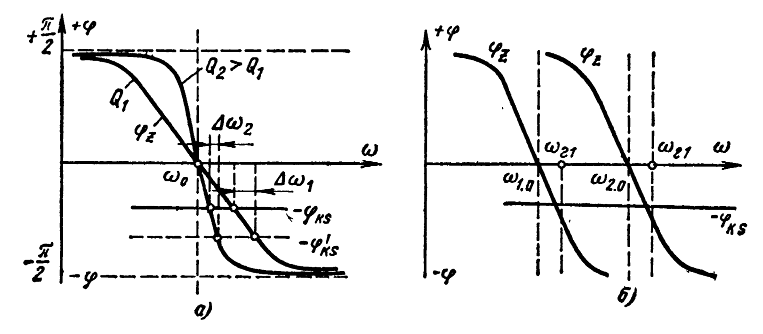


Рис. 3-1. Графическое определение частоты автогенератора.

добротностью ($Q_2 > Q_1$). Сопоставляя частоты колебаний, которые будут возникать в этом случае, с теми, которые наблюдались ранее, можно прийти к следующим важным выводам:

1) чем выше крутизна фазочастотной характеристики колебательной системы (чем выше ее добротность), тем меньше изменения частоты генератора, вызванные одинаковыми изменениями фазовых углов φ_{k-D} и φ_s;

2) частота генерируемых колебаний тем ближе к собственной частоте колебательной системы (хотя точно с ней никогда не совпадает), чем выше крутизна фазочастотной характеристики контура;

3) частота генерируемых колебаний тем ближе к собственной частоте контура, чем меньше сумма фазовых углов φ_{k-D} и φ_s. При больших значениях этой суммы пересечение графиков может оказаться на участке с малой крутизной фазочастотной характеристики контура; при этом уходы частоты резко возрастают.

Свойство элемента с высокой крутизной фазочастотной характеристики препятствовать уходам частоты при изменениях других фазовых углов (или, иначе говоря, удерживать, фиксировать частоту генератора) называют *фиксирующей способностью* этого элемента. Чем выше добротность колебательной системы, тем выше ее фиксирующая способность.

Но легко убедиться, что одной высокой фиксирующей способности недостаточно для обеспечения хорошей стабильности частоты. На рис. 3-1, *б* приведены те же графические решения уравнения баланса фаз для случая, когда угол φ_{ks} остается неизменным, а изменяется собственная частота колебательного контура. Непосредственно из этого построения следует, что в данном случае частота генерируемых колебаний изменяется на столько, на сколько изменилась собственная частота контура независимо от величины его фиксирующей способности. Следовательно, для обеспечения высокой стабильности частоты необходимо также обеспечить постоянство собственной частоты колебательной системы. Способность контура сохранять ее неизменной называют *эталонностью.*

Таким образом, для обеспечения высокой стабильности частоты автогенератора необходимо, чтобы его колебательная система обладала: 1) максимальной фиксирующей способностью; 2) высокой эталонностью. Заметим, что оба этих свойства должны присутствовать одновременно.

Рассмотрение данного конкретного примера не должно приводить к ограниченному выводу о необходимости высокой крутизны фазо-частотной характеристики только у контура. В принципе, очевидно, безразлично, какой из фазовых углов обладает данными свойствами. При изменении и усложнении схемы, например, путем включения в цепь обратной связи элемента с высокой фиксирующей способностью и эталонностью стабилизация частоты может осуществляться за счет высокой крутизны и постоянства положения фазочастотной характеристики цепи обратной связи $\varphi_{k-D}(\omega)$.

Какие же основные практические направления по повышению стабильности частоты автогенераторов можно наметить на основе этого общего рассмотрения?

Первый и наиболее естественный путь заключен в поддержании постоянства параметров колебательной системы и режима генераторной лампы α_n; β_n; γ_n. Это направление получило название метода параметрической стабилизации частоты.

Второй метод заключается в таком выборе схемы и режима генератора, при котором фазовые углы изменялись бы в минимальной степени при изменениях параметров отдельных элементов и режима лампы.

Третий метод заключается в компенсации изменений параметров одних элементов противоположными по характеру изменениями других. Это направление привело к созданию схем температурной компенсации, а также к применению систем автоматического регулирования частоты передатчиков.

Четвертый метод заключается в использовании стабилизирующего действия элементов с высокой эталонностью и фиксирующей способностью. Это направление, в частности, привело к созданию кварцевых автогенераторов.

Наилучшие результаты, конечно, можно получить, используя сочетание всех или нескольких из этих методов. Рассмотрим каждый из них более подробно.

3-3. ПАРАМЕТРИЧЕСКАЯ СТАБИЛИЗАЦИЯ ЧАСТОТЫ

Сюда относятся в первую очередь меры по поддержанию возможно большего постоянства параметров колебательной системы и режима генератора.

Среди физических факторов, изменение которых вызывает наибольшие уходы частоты генератора, на первом месте изменение температуры, определяющее изменения размеров радиодеталей и их электрических параметров.

Как известно [Л.2], емкость плоского конденсатора

$$C = \frac{S(n-1)\varepsilon}{d}, \qquad (3\text{-}1)$$

где S — площадь пластин; n — число пластин; ε — диэлектрическая проницаемость диэлектрика, разделяющего пластины; d — расстояние между пластинами.

Благодаря положительному температурному коэффициенту линейного расширения (ТКЛР) всех твердых тел с увеличением температуры одновременно увеличивается площадь пластин и расстояние между ними, определяемое шайбами, разделяющими пластины (рис. 3-2). Если они выполнены из одного материала, то площадь пластин относительно первоначального значения увеличивается приблизительно вдвое больше, чем возрастает расстояние между ними. Поэтому емкость конденсатора (при постоянстве ε) с нагревом возрастает. Большинство твердых диэлектриков также увеличивают с нагревом величину диэлектрической проницаемости, что приводит к дополнительному увеличению емкости.

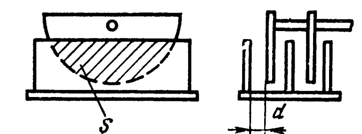


Рис. 3-2. Контурный конденсатор.

Для характеристики степени изменения различных параметров элементов цепей вводят понятие о их *температурных коэффициентах,* которые характеризуют относительное изменение их величины при изменении температуры на 1° С. Например, температурный коэффициент емкости (ТКЕ) $= \frac{\Delta C}{C \Delta t^\circ}$; температурный коэффициент индуктивности (ТКИ) $= \frac{\Delta L}{L \Delta t^\circ}$; температурный коэффициент частоты контура (ТКЧ) $= \frac{\Delta f}{f \Delta t^\circ}$; температурный коэффициент линейного расширения (ТКЛР) $= \frac{\Delta l}{l \Delta t^\circ}$ и т. д.

Температурный коэффициент линейного расширения хорошо проводящих металлов (медь, латунь, алюминий, серебро и др.) близок к $20 \cdot 10^{-6}$. Температурный коэффициент диэлектрической постоянной твердых диэлектриков (ТК ε) на один-два порядка выше. Значительно лучшими показателями обладает сухой воздух, ТК ε которого близок к нулю. Поэтому в задающих генераторах передатчиков, как правило, используют воздушные конденсаторы.

Для уменьшения ТКЕ конденсаторов стабильных генераторов их изготовляют из специальных сплавов: инвара или суперинвара, ТКЛР которых приблизительно в 20 раз меньше ТКЛР металлов с хорошей проводимостью. Чтобы не ухудшать при этом добротности контура, поверхность пластин покрывают тонким слоем хорошо проводящего металла.

Необходимо заметить, что с повышением температуры и относительной влажности воздуха его ТК ε возрастает; это заставляет иногда прибегать к использованию патронов с влагопоглотителем, а чаще — к герметизации объема, в котором размещаются детали задающего генератора.

Индуктивность однослойных катушек, которые используются в контурах задающих генераторов,

$$L = \frac{\pi^2 D^2 n}{l} k\left(\frac{l}{D}\right), \tag{3-2}$$

где n — число витков; D — диаметр катушки; l — ее длина; $k(l/D)$ — поправочный множитель, называемый коэффициентом формы.

Для придания конструкции механической жесткости провод обычно наматывают в горячем состоянии на каркас из твердого диэлектрика (плавленый кварц, стеатит, пирофилит, радиофарфор и др.). Иногда в каркасе фрезеруется винтовая канавка, на которую методом вжигания наносят тонкий слой меди, который потом наращивают путем электролитического осаждения металла. И в том, и в другом случае конструкция провод—каркас получается единой и изменения ее размеров определяются величиной ТКЛР материала каркаса. Наилучшие результаты позволяет получить плавленый кварц, ТКЛР которого близок к $1 \cdot 10^{-6}$.

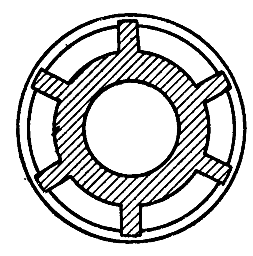


Рис. 3-3. Катушка на ребристом каркасе.

Общее реактивное сопротивление катушки определяется также междувитковыми емкостями, емкостью катушки относительно экрана и размагничивающим действием вихревых токов, наводимых на поверхности экрана.

Для того чтобы уменьшить влияние изменений при нагреве той части междувитковых емкостей, которая связана с прохождением силовых линий через каркас, материал которого имеет большой ТК ε, его часто выполняют ребристым (рис. 3-3).

Экраны выбирают достаточно большого диаметра жесткой конструкции (желательно, чтобы они были литыми). При определенном подборе материалов можно за счет разного изменения размеров создать термокомпенсированную конструкцию.

При разработке конструкции и монтаже деталей всегда надо иметь в виду, что монтажные провода обладают некоторой индуктивностью, которая зависит от их конфигурации. Кроме того, их емкость относительно экрана (монтажная емкость) зависит от их размеров и положения относительно экрана. Поэтому монтажные провода должны быть максимально короткими, жесткими; необходимо крепить их изоляторами к экранам так, чтобы исключить возможность провисаний, смещений и колебаний при нагреве и механических сотрясениях аппаратуры. Это особенно важно в устройствах, размещаемых на подвижных объектах.

Нельзя забывать и о том, что в общую емкость контура входят также междуэлектродные емкости лампы, присоединяемые к нему с разными коэффициентами включения.

Из рис. 3-4, например, видно, что все три емкости лампы присоединяются непосредственно к внешней колебательной системе с разными коэффициентами включения. Емкости эти крайне нестабильны из-за больших перепадов температур электродов при переходах от выключенного состояния к рабочему и при изменениях рабочих режимов. Всякое изменение рабочего режима лампы изменяет распределение тока эмиссии и плотность объемного заряда между отдельными электродами. Это также приводит к изменению

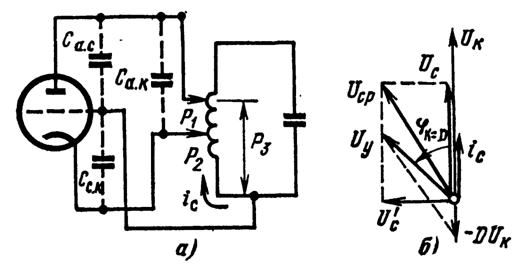


Рис. 3-4. Влияние междуэлектродных емкостей лампы на контур автогенератора.

действующих или, как чаще говорят, *«динамических» междуэлектродных емкостей*. Поясним это на простом примере: пусть конденсатор имеет емкость C, тогда на его обкладках сосредотачивается заряд $q = CU$, где U — напряжение источника (рис. 3-5, *а*). Но если между пластинами конденсатора поместить отрицательный заряд (рис. 3-5, *б*), он будет нейтрализовать поле некоторого заряда на положительно заряженной пластине, электрическое равновесие нарушится и часть электронов с отрицательно заряженной пластины

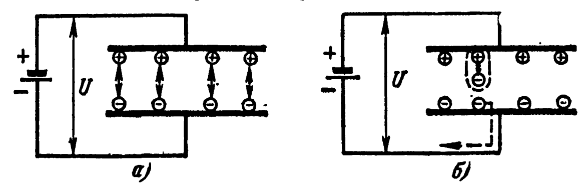


Рис. 3-5. Влияние объемного заряда на междуэлектродную емкость.

уйдет к источнику. Таким образом, число зарядов, связанных взаимным притяжением на пластинах, уменьшится, что равноценно уменьшению емкости конденсатора.

Вклад каждой из междуэлектродных емкостей в общую емкость контура зависит от величины ее коэффициента включения. Действительно, допустим, что к контуру подключен конденсатор C с коэффициентом включения p, который показывает, какая доля полного напряжения на контуре $U_к$ действует на конденсаторе. В этом случае в конденсаторе запасается реактивная энергия

$$W_p = \frac{C(pU_к)^2}{2} = p^2 \frac{CU_к^2}{2},$$

которая показывает, что такая же энергия запасалась бы в конденсаторе емкостью p^2C, подключенном к контуру полностью. На основании этого вывода можно записать, что вносимая лампой в контур емкость

$$\Delta C = p_1^2 C_{а.к} + p_2^2 C_{з.к} + p_3^2 C_{а.с}. \quad (3\text{-}3)$$

Из сказанного следует, что для уменьшения влияния нестабильных емкостей лампы на частоту следует так выбирать схему, ее элементы и режим, чтобы коэффициенты включения p_1, p_2, p_3 были минимальными.

Коэффициент включения p_1 определяет эквивалентное сопротивление контура для лампы $R_э = p_1^2 R_{э1}$. Оно может быть тем меньше, чем меньше анодное напряжение, больше ток эмиссии, меньше напряженность режима и ближе угол отсечки к оптимальному значению (120°). Уменьшение напряженности режима связано с уменьшением генерируемой мощности, ухудшением к. п. д. и увеличением нагрева анода. Поэтому устанавливать резко недонапряженный режим не следует, но слабо недонапряженный режим выгоден и с этой точки зрения и еще по двум причинам: при нем мал сеточный ток и сеточная цепь мало шунтирует контур, незначительно ухудшая его добротность.

Наличие сеточного тока сказывается на величине фазового угла φ_{k-D}. Действительно, первая гармоника сеточного тока совпадает по фазе с напряжением на сетке. Проходя по части контурной катушки, включенной между сеткой и катодом лампы, она создает падение напряжения $U_с'$, сдвинутое относительно тока на 90° в сторону опережения (рис. 3-4). Суммируясь с напряжением обратной связи и реакцией анода, оно определяет результирующий фазовый угол φ_{k-D}. Поэтому всякое изменение сеточного тока приводит к изменению данного угла и изменению частоты. В недонапряженном режиме сеточный ток мал и мало изменяется при изменениях нагрузки и питающих напряжений.

При необходимом для получения заданного режима сопротивлении нагрузки коэффициент включения будет тем меньшим, чем больше эквивалентное сопротивление имеет контур при полном включении $R_{э1} = \rho Q = Q/\omega C$. Отсюда видно, что надо стремиться к получению максимальных значений добротности и характеристического сопротивления контура. И то и другое легче получить на относительно низких частотах. В этой же области удельный вес междуэлектродных емкостей в общей емкости контура весьма мал.

Коэффициент включения p_2 определяет коэффициент обратной связи автогенератора. Из амплитудного условия самовозбуждения (2-2) следует, что коэффициент обратной связи может быть установлен тем меньшим, чем выше крутизна лампы, больше угол отсечки, чем меньше проницаемость лампы и чем больше эквивалентное сопротивление имеет контур, что не противоречит полученным выводам об условиях минимизации коэффициента p_1.

Из схемы на рис. 3-4 видно, что при получении минимальных значений p_1 и p_2 автоматически обеспечивается минимальное значение коэффициента включения p_3.

Следует заметить, что не все междуэлектродные емкости равноправны: емкость $C_{а.к}$ обычно в десятки раз меньше других и относительно мало меняется при изменении режима лампы; наибольшим

изменением подвержена емкость $C_{с.к}$, поэтому прежде всего надо стремиться к работе с минимальными коэффициентами обратной связи.

Обобщая полученные результаты, можно сформулировать следующие выводы. Для обеспечения минимального влияния междуэлектродных емкостей лампы следует:

1) работать на возможно более низких частотах;

2) использовать контуры с максимальными эквивалентными сопротивлениями;

3) выбирать лампы с максимальной крутизной, минимальной проницаемостью, работающие при низких анодных напряжениях с большим током эмиссии;

4) использовать лампы в несколько недонапряженном режиме при относительно больших углах отсечки (80—100°);

5) для того чтобы токи высокой частоты мало нагревали элементы конструкции, желательно ограничить мощность задающего генератора несколькими ваттами.

При разработке конструкции задающих генераторов, особенно для передатчиков, размещаемых на подвижных объектах, необходимо производить монтаж, располагать и крепить детали и лампы с учетом преимущественного направления действия деформирующих сил и вибраций. Желательно выбирать вибропрочные лампы (например, со стержневой конструкцией электродов). Весь блок, где размещается задающий генератор, должен быть амортизирован.

Выбирая изоляционные материалы, следует избегать применения веществ органического происхождения (прессшпан, гетинакс, текстолит, дерево и др.), обладающих гигроскопичностью и сильным старением. Последнее заключается в том, что после цикла нагревания (охлаждения) детали не возвращаются к первоначальной форме. С увеличением числа подобных циклов остаточные деформации, накапливаясь, могут привести к значительным изменениям электрических параметров деталей.

Следует избегать соединений в двух и более точках деталей, имеющих разные температурные коэффициенты расширения, так как при нагреве в них создаются большие упругие натяжения, приводящие со временем к деформациям деталей и к возникновению люфтов в местах крепления.

Важным моментом при параметрической стабилизации является поддержание постоянства питающих напряжений и сопротивления нагрузки.

При изменении питающих напряжений изменяются режим работы лампы, мощности, рассеиваемые на электродах, сеточные токи, динамические емкости лампы и мощность, выделяемая в контуре. Кроме того, изменяется гармонический состав импульсов анодного тока, что, как показано в § 2-1, приводит к изменению фазы средней крутизны φ_S. Все эти явления могут привести к относительным изменениям частоты порядка 10^{-4} на 1% изменения питающих напряжений.

Для устранения этих уходов следует избегать питания задающего генератора от источников, питающих мощные каскады, режимы которых подвержены сильным изменениям (например, модулируемые генераторы, диапазонные генераторы с большими коэффициентами перекрытия диапазонов и др.). Если имеется возможность, следует использовать отдельные стабилизированные источники питания.

Ранее обсуждался вопрос о сопротивлениях, вносимых в контур автогенератора со стороны последующего генератора. При этом мы останавливались на влиянии на частоту вносимых реактивных сопротивлений. Графические построения на рис. 3-1 показывают, что всякое изменение связи меняет добротность контура и, следовательно, приводит к изменению частоты генерируемых колебаний. Поэтому очень важно не изменять величину связи с последующим каскадом (или антенной), даже если их входные сопротивления имеют чисто активный характер. Изменения вносимого в контур сопротивления происходят при изменениях режима последующего каскада. Наименьшее влияние будет оказывать на задающий генератор каскад, работающий в буферном режиме.

3-4. МЕТОД КОМПЕНСАЦИИ ИЗМЕНЕНИЙ ПАРАМЕТРОВ ГЕНЕРАТОРА

Первоначально это направление сводилось к созданию систем компенсации температурных изменений параметров контура, с чем связано около 80% уходов частоты. Для этой цели используются конденсаторы с твердым диэлектриком — тикондом, обладающим чрезвычайно большим (до $-1\,500\cdot10^{-6}$) отрицательным ТК ε. При

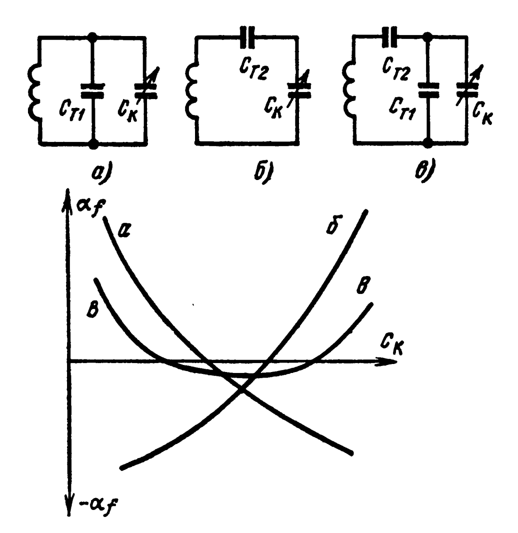


Рис. 3-6. Зависимость температурных коэффициентов частоты контура при разных схемах термокомпенсации.

присоединении его параллельно контурному конденсатору общий ТКЧ контура может стать равным нулю. Благодаря тому что ТК ε тиконда много больше положительных ТКЕ воздушного конденсатора и ТКИ катушки, емкость его может быть весьма малой. Это важно, так как иначе возрастали бы потери в контуре, увеличивались его габариты и уменьшался коэффициент перекрытия. Тикондовый конденсатор представляет собой обычно тонкую керамиче-

скую пластинку в несколько квадратных сантиметров с двумя металлизированными поверхностями.

Включение конденсатора по схеме на рис. 3-6, *а* дает полную компенсацию только в одной точке диапазона. При больших емкостях контурного конденсатора будет преобладать его положительный ТКЕ, при меньших емкостях — наоборот; определяющее значение будет иметь тикондовый конденсатор (рис. 3-6, *а*).

Компенсация возможна и при последовательном соединении конденсаторов (рис. 3-6, *б*). Характер изменения общего ТКЧ в этом случае будет обратным по сравнению со схемой с параллельным включением (рис. 3-6, *в*). Очевидно, включив два тикондовых конденсатора по смешанной схеме, можно получить полную компенсацию в двух точках диапазона и малый ТК в других его точках.

Отдельные успехи были достигнуты и в создании самокомпенсированных деталей. На такую возможность, например, указывает формула емкости конденсатора (3-1). Очевидно, выбрав материал шайб с ТКЛР, в 2 раза превышающим ТКЛР материала пластин, можно получить конденсатор с нулевым ТКЕ. Однако создание подобных конструкций сопряжено с рядом значительных технологических и конструктивных трудностей.

В настоящее время основное развитие получает использование систем автоматического регулирования, которые сравнивают частоту генератора с частотой некоторого эталонного генератора и с помощью элемента управления приводят частоту задающего генератора к частоте эталона. Этот метод будет пояснен далее.

3-5. МЕТОД ИСПОЛЬЗОВАНИЯ КОЛЕБАТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ С ВЫСОКОЙ ФИКСИРУЮЩЕЙ СПОСОБНОСТЬЮ И ЭТАЛОННОСТЬЮ (КВАРЦЕВАЯ СТАБИЛИЗАЦИЯ ЧАСТОТЫ)

Обычные контуры из катушек и конденсаторов обладают добротностью, не превышающей 200—300, что недостаточно для создания высокостабильных генераторов. Физические исследования показали, что механические колебательные системы могут обладать добротностями на много порядков более высокими. Но в радиосхемах можно использовать только системы, обладающие определенными электрическими свойствами. Сочетание и тех и других свойств было найдено в пластинках пьезокварца.

Кварц (двуокись кремния) — минерал, встречающийся в природе в форме шестигранных кристаллов с остроконечными вершинами (рис. 3-7). Как и всякое кристаллическое тело, кварц анизотропен, т. е. по разным направлениям его физические свойства различны; но поскольку он обладает несколькими геометрическими осями симметрии, очевидно, что по этим направлениям физические свойства кристалла будут одинаковы. В кристалле кварца различают *оптическую ось* (z — z), три *механические* (y — y) и три *электрические* (x — x).

Если вырезать из кристалла кварца прямоугольную пластинку с гранями, перпендикулярными трем осям симметрии (рис. 3-8), в направлениях осей x и y будет наблюдаться *прямой пьезоэлектрический эффект*. Он заключается в том, что при сжатии пластины на ее гранях возникают противоположные по знаку электрические заряды, величина которых пропорциональна деформации кристалла; при растяжении знаки зарядов меняются на обратные.

Имеет место и *обратный пьезоэффект*: если поместить пластинку в электрическое поле, она будет сжиматься или растягиваться в зависимости от направления поля; величина деформации пропорциональна напряженности поля. В направлении оптической оси эти явления отсутствуют.

Наличие прямого и обратного пьезоэффектов позволяет использовать кварцевые пластинки в качестве электромеханических колебательных систем, которые могут быть использованы в схемах радиогенераторов.

Если поместить кварцевую пластинку в поле конденсатора, соединенного с источником переменной э. д. с. (рис. 3-9), в ней возникнут механические колебания: она будет то сжиматься, то растягиваться. При этом на противоположных гранях возникают переменные по величине и знаку заряды, которые будут притягивать к пластинам заряды противоположных знаков. Это вызывает в подводящих проводах прохождение, помимо емкостного тока конденсатора, некоторого дополнительного переменного тока, наличие которого определяет появление кажущейся проводимости кварцевой пластинки. На этом основании говорят, что через пластинку протекает некоторый *пьезоток*.

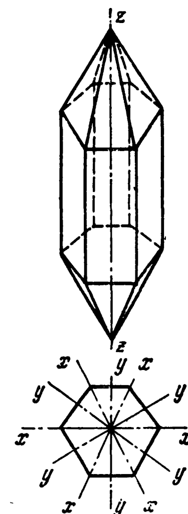


Рис. 3-7. Кристалл кварца.

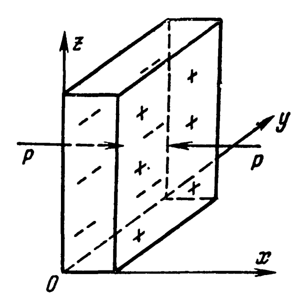


Рис. 3-8. Пьезоэффект в кварцевой пластинке.

Как любая механическая колебательная система, кварцевая пластинка имеет собственную частоту колебаний, которую можно определить, сообщив ей некоторый запас энергии, а затем предоставив пластинке возможность совершать свободные колебания. Для этого сожмем пластинку в направлении оси x, а затем отпустим (рис. 3-10). Под действием упругих сил отдельные слои, на которые мысленно можно разделить пластинку, начнут расходиться от среднего сечения в противоположных направлениях. Чем дальше слой от середины, тем больше он смещается, так как его смещение складывается из смещений всех промежуточных слоев; наибольшее смещение совершат грани пластинки. Пройдя то положение, которое слои занимали до сжатия, они не остановятся и по инерции будут двигаться дальше, — произойдет растяжение пластинки, которое

сменится обратным движением, переходом к сжатию и т. д. На основании сказанного можно изобразить график распределения амплитуд колебаний отдельных слоев пластины (рис. 3-10), который имеет вид половины стоячей волны, укладывающейся вдоль толщины пластинки. Этого можно было ожидать, так как пластинка с незакрепленными гранями по своим свойствам должна быть аналогичной отрезку длинной линии, разомкнутой на краях. В ней бегущие волны напряжения, отражаясь от краев, создают на них пучности стоячих волн и узел посредине.

Отсюда следует, что собственная волна пластинки равна ее удвоенной толщине $\lambda_0 = 2d$.

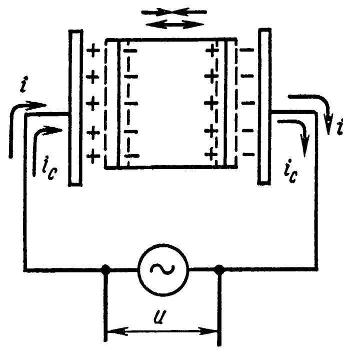


Рис. 3-9. Возбуждение колебаний кварцевой пластинки источником переменной э. д. с.

Рис. 3-10. Собственные колебания кварцевой пластинки.

Частота собственных колебаний может быть найдена из общих соотношений

$$f_0 = v_x/\lambda_0,$$

где v_x — скорость распространения упругих колебаний вдоль оси x.

С той же частотой изменяются заряды на гранях. Электрические колебания такой частоты создают в открытом пространстве электромагнитные волны с длиной

$$\lambda_x = \frac{c}{f} = \frac{c}{v_x}\lambda_0 = 2\frac{c}{v_x}d.$$

Измерения скорости распространения упругих волн в кристалле показали, что она близка к 6 000 см/с, несколько отличаясь для осей x и y. Поэтому λ_x(м) = $106d$ (мм); λ_y (м) = $110\,d$ (мм). Изготовить пластинки толщиной менее 0,2—0,3 мм затруднительно; кроме того, они получаются очень хрупкими, поэтому кварцевые резонаторы могут использоваться на волнах не короче 20 м (частота 15 МГц) (на основной частоте).

Конденсатор, возбуждающий пластинку, является непременным элементом конструкции и носит название *кварцедержателя*. Чаще всего его обкладки представляют собой тонкие слои серебра, наносимые гальваническим способом на грани пластинки. Контакты же их с электрической цепью создаются так, чтобы не пре-

пятствовать колебаниям пластинки, т. е. не вносить затухания в резонатор. Для этого закрепление пластинки производят в местах, где имеется узел деформаций.

На рис. 3-11 показана наиболее распространенная конструкция кварца в кварцедержателе, где реализуется данная идея. Используются колебания пластины по толщине, при которых средняя плоскость располагается в узле деформации. В этой плоскости пластину, заостренную на краях, закрепляют пружинами, которые создают электрические контакты с серебряными покрытиями граней. Кварц помещают в баллон, имеющий два вывода для включения в схему.

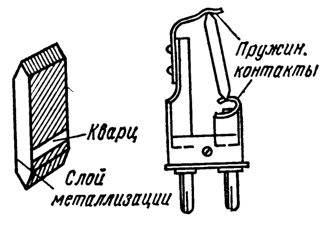


Рис. 3-11. Кварц в кварцедержателе.

Для того чтобы правильно использовать кварц, нужно знать его резонансные характеристики. Проведем мысленно эксперимент, изменяя в схеме на рис. 3-9 частоту генератора и сохраняя неизменной амплитуду его колебаний. Если частота генератора $f_г$ много ниже собственной частоты пластинки f_0, колебания в ней не возбудятся и кварц в кварцедержателе будет вести себя, как конденсатор с твердым диэлектриком, сопротивление которого уменьшается с ростом частоты. Векторная диаграмма для этого случая представлена на рис. 3-12, *а*.

При приближении частоты генератора к собственной частоте пластинки (рис. 3-12, *б*) в ней появляются механические колебания, амплитуда которых достигает максимума при резонансе. Одновременно достигает максимума пьезоток кварца i, который по фазе

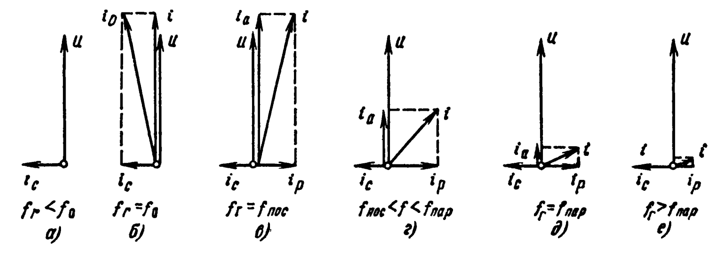


Рис. 3-12. Пьезотоки и напряжения кварца в держателе при разной частоте возбуждающей э. д. с.

совпадает с напряжением генератора u. Но в цепи последнего будет протекать еще составляющая тока, опережающая напряжение на 90°, связанная с прохождением емкостного тока i_c между пластинами кварцедержателя. Эквивалентное сопротивление кварца в держателе, небольшое по величине, носит активно-емкостный характер.

На некоторой частоте генератора, немного превышающей собственную частоту пластинки, пьезоток будет еще велик, но в нем появится реактивная (индуктивная) составляющая $i_р$. Это связано с тем, что пластинка, стремясь совершать колебания с собственной

более низкой частотой, будет деформироваться с некоторым запозданием относительно вынуждающей силы. Возникшая индуктивная составляющая пьезотока будет компенсировать емкостный ток держателя, и в подводящей цепи будет протекать большой чисто активный ток $i_а$, что соответствует явлению резонанса в последовательном контуре (рис. 3-12, *в*).

На более высоких частотах амплитуда колебаний пластинки и пьезоток будут уменьшаться при возрастающем отставании по фазе от напряжения. Поэтому в подводящей цепи индуктивная составляющая тока будет преобладать над емкостной (рис. 3-12, *г*), и кварц будет представлять для источника активно-индуктивную нагрузку.

При некоторой расстройке в сторону еще более высоких частот пьезоток настолько упадет, что снова в подводящей цепи произойдет компенсация реактивных токов, и кварц будет представлять чисто

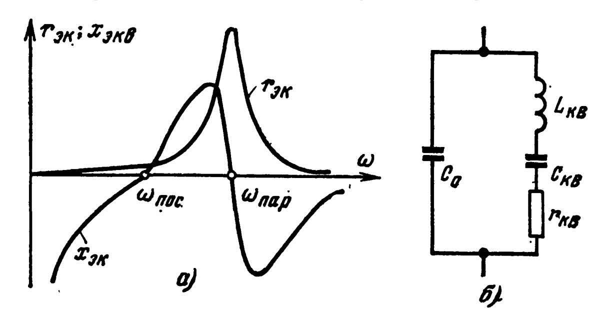


Рис. 3-13. Эквивалентная схема кварца в держателе.

активное эквивалентное сопротивление, но теперь уже очень большой величины. Это соответствует явлению резонанса в параллельном контуре (рис. 3-12, *д*).

На более высоких частотах колебания пластинки практически исчезают, и определяющим в подводящей цепи будет емкостный ток держателя, убывающий с ростом частоты (рис. 3-12, *е*).

На рис. 3-13, *а* приведены резонансные характеристики кварца в кварцедержателе. Они показывают, что данное устройство имеет две резонансные частоты: на одной оно ведет себя подобно последовательному, а на другой подобно параллельному контуру. Этот результат можно было бы получить и иначе, составив на основе анализа физических явлений эквивалентную электрическую схему, где параллельно пластинке, эквивалентной последовательному контуру, подключена емкость кварцедержателя (рис. 3-13, *б*). Полученная эквивалентная схема представляет собой контур третьего вида.

В какой же мере кварцевый резонатор отвечает требованиям, предъявляемым к колебательным системам, высокостабильных генераторов? Экспериментальные исследования показывают, что добротности кварцевых пластинок могут достигать десятков миллионов, что в сотни тысяч раз превышает добротности радиотехнических контуров.

Эталонные свойства кварца (так сокращенно будут далее именоваться пластинки в держателях) также могут быть чрезвычайно

хорошими. Можно ожидать, что основные изменения собственной частоты кварца должны быть связаны с изменениями температуры. Последние могут определяться, как внешними причинами, так и саморазогревом кварца вследствие потерь на внутреннее трение при колебаниях пластинки. Для улучшения теплоотвода баллон иногда заполняют теплопроводными газами, например водородом. Температурные коэффициенты кварца весьма велики, но они имеют разные знаки по разным осям ($ТКЛР_x = -20 \cdot 10^{-6}$; $ТКЛР_y = 80 \cdot 10^{-6}$). Это обстоятельство подсказывает возможность использования *косых срезов кварца*, когда пластинки вырезаются под некоторыми углами к обоим осям. У таких пластин можно получить близкий к нулю результирующий ТКЛР. В настоящее время создан ряд косых срезов, обладающих почти нулевыми ТК в достаточно большом интервале рабочих температур (приблизительно 50—70 °С).

При очень высоких требованиях к стабильности частоты, когда уходы не должны превышать 10^{-7}, обычно применяют *термостаты* — замкнутые объемы с термоизоляцией, содержащие чувствительный элемент и переключаемую систему подогрева. В настоящее время имеются термостаты, в которых температура может поддерживаться с точностью до тысячных долей градуса. Поскольку кварцевая пластинка обычно имеет размеры в несколько квадратных сантиметров, создать такие термостаты не трудно, они не занимают много места и потребляют незначительную энергию.

К факторам, несколько снижающим эталонные свойства кварцевых пластин, относится *старение*. Сущность его заключается в том, что в результате колебаний пластинки на ее гранях возникают сначала микротрещины, а затем происходит и частичное разрушение поверхностных слоев, что приводит к постепенному изменению собственной частоты пластинки. Эти разрушения идут тем интенсивнее, чем грубее обработка граней, чем хуже они очищены от грязи и влаги и чем больше амплитуда колебаний пластины. Поэтому при изготовлении пластин их грани тщательно полируют, протравливают, очищают и готовые кварцы помещают в герметичную оболочку. По этой же причине важно, чтобы кварц работал при минимальных амплитудах колебаний; обычно желательно, чтобы напряжение на нем не превышало десятков или сотен милливольт. Надо иметь в виду, что даже кратковременная подача на кварц больших переменных напряжений может привести к его разрушению.

При современной технологии изготовления и правильной эксплуатации старение кварцев приводит к уходу частоты порядка 10^{-7} за месяц работы и меньше.

Таким образом, кварцевым резонаторам свойственно редкое сочетание высокой фиксирующей способности и эталонности. Благодаря этому удается получить нестабильность частоты порядка 10^{-5} в типовых схемах, а при принятых специальных мерах (термостатирование, стабилизация напряжений и др.) не хуже 10^{-7}. Именно поэтому кварцам принадлежит исключительное место среди средств, используемых для стабилизации частоты.

Выяснив вид резонансных характеристик кварца, можно составить те практические схемы генераторов, в которых их целесообразно использовать.

Очевидно, что кварцевые генераторы не должны быть одноконтурными, так как в них единственный контур служит и нагрузкой генератора и связывается с внешней цепью.

В двухконтурных генераторах кварц целесообразно ставить вместо того контура, который в основном определяет частоту генератора, а в качестве нагрузочного использовать обычный радиотехнический контур. Поэтому в автогенераторе с общим катодом следует включать кварц между сеткой и катодом (рис. 3-14, *а*). При этом он должен представлять на частоте генерации эквивалентное индуктивное сопротивление, которым он обладает между частотами последовательного и параллельного резонансов. Как показывают расчеты, крутизна фазочастотной характеристики кварца одинаково высока вблизи обоих резонансов, но необходимый для получения устойчивого возбуждения отрицательный знак крутизны фазочастотной характеристики имеет место около параллельного резонанса; в этой области и используется кварц. Следует заметить, что эта область очень узкая — обычно частоты обоих резонансов отличаются друг от друга на тысячные доли частоты резонансов.

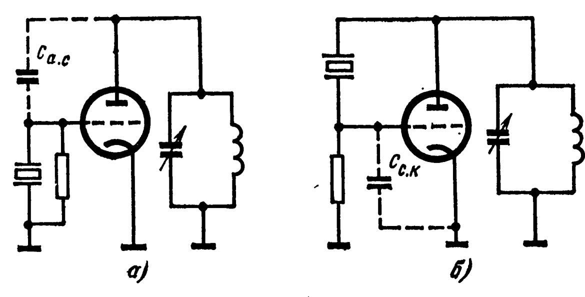


Рис. 3-14. Кварцевые генераторы с общим катодом и общим анодом.

Место включения кварца в данной схеме удачно с той точки зрения, что на участке сетка — катод лампы действует малое напряжение, но имеет тот недостаток, что кварц шунтируется активной входной проводимостью лампы и цепью утечки, что может привести к существенному ухудшению его добротности и фиксирующей способности. Возбуждается генератор в узкой области расстроек анодного контура в сторону более высоких частот.

В двухконтурном автогенераторе с общим анодом, как было показано в § 2-3, частоту должен определять контур, включенный между сеткой и анодом, а с нагрузкой связывают контур, включенный между анодом и катодом. Поэтому кварц включают между анодом и сеткой (рис. 3-14, *б*), где он не шунтируется лампой и другими элементами схемы. Это позволяет в принципе получить более высокую стабильность частоты, чем в первой схеме при том же кварце. Следует также учитывать, что степень влияния изменяющейся нагрузки на кварц зависит от величины связи между анодно-катодным и анодно-сеточным контурами, которая определяется емкостью сетка — катод лампы. Желательно, чтобы эта емкость с учетом емкости цепочки автосмещения была минимальной.

В рассмотренных схемах генераторов можно в генераторе с общим катодом заменить анодный контур катушкой индуктивности, а в схеме с общим анодом — конденсатором, однако в последнем случае неизбежно использование параллельной схемы питания анода

(иначе нельзя подать постоянное напряжение на анод). В автогенераторах же вообще желательно избегать параллельных схем питания, поскольку они всегда содержат малоэталонные детали, шунтирующие основные элементы схемы.

Повышение генерируемой мощности может быть достигнуто путем использования того же принципа, который был применен в генераторе с электронной связью. На рис. 3-15 приведен вариант такого генератора, в котором автогенераторная часть схемы, построенная на участках катод — сетка — экранирующая сетка лампы, работает как генератор с общим анодом. В анодной цепи происходит усиление колебаний, созданных автогенераторной частью. Как и в простом генераторе с электронной связью, в анодном контуре можно выделить одну из высших гармоник анодного тока. Это выгодно и с точки зрения увеличения развязки кварца с анодным

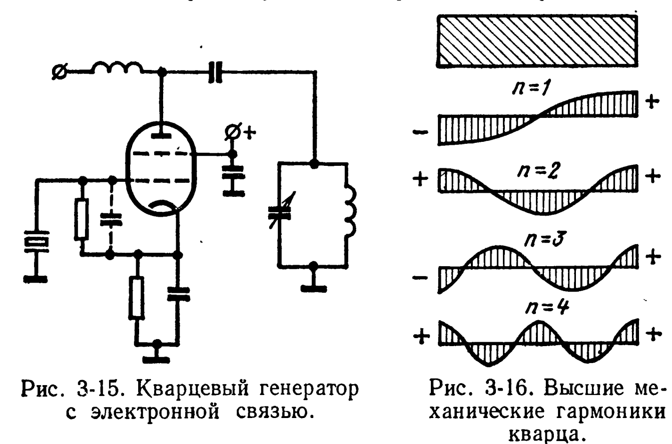


Рис. 3-15. Кварцевый генератор с электронной связью.

Рис. 3-16. Высшие механические гармоники кварца.

контуром и повышения частоты на выходе генератора. Обычно удается выделить третью-четвертую гармонику при приемлемом уровне выходной мощности.

Более эффективно задача повышения частоты выходных колебаний решается путем возбуждения высших механических гармоник кварцевой пластинки.

Из рассмотрения процесса возбуждения собственных колебаний пластинки (см. рис. 3-10) вытекает, что в ней возникают такие колебания, при которых на незакрепленных гранях образуются пучности стоячих волн. Это может происходить, когда по толщине пластин укладывается любое целое число полуволн (рис. 3-16). При данной толщине пластины длины возбуждающихся волн будут в целое число раз короче волны, половина которой укладывается вдоль пластины. Эту волну называют основной, а остальные волны высшими волнами (обертонами) пластины. Основной волне соответствует основное колебание, а высшим волнам — высшие гармоники механических колебаний.

Теоретические и экспериментальные исследования показывают, что вплоть до 7—9 гармоник эквивалентная добротность кварца не только не уменьшается, но даже несколько увеличивается, так что

стабилизирующие свойства кварца не ухудшаются и амплитуда колебаний может существенно превышать амплитуду колебаний при выделении высших гармоник анодного тока.

Однако возбуждение кварца на высших механических гармониках встречает ряд затруднений. На четных гармониках, как видно из графиков на рис. 3-16, знаки деформации на гранях, а следовательно, и зарядов одинаковы. На кварце не возникает разность потенциалов и использовать его нельзя.

Возбуждению высших гармоник препятствует также емкость кварцедержателя. На основной частоте ее сопротивление равно эквивалентному сопротивлению пластины кварца. На высших гармониках сопротивление кварцедержателя уменьшается в n раз (где n — номер гармоники), что приводит к шунтированию кварца. Чтобы возбудить кварц, необходимо прежде всего нейтрализовать

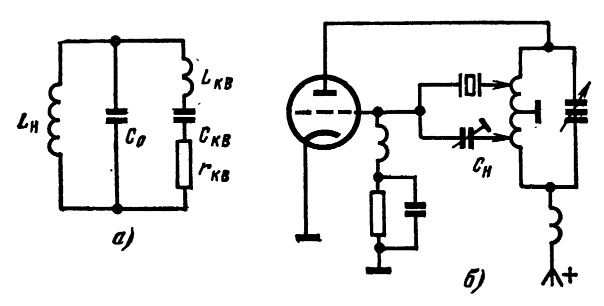


Рис. 3-17. Кварцевый генератор с возбуждением кварца на высших механических гармониках.

действие держателя. Иногда для этого параллельно подключают катушку с такой индуктивностью, которая образует с емкостью держателя на нужной гармонике параллельный настроенный контур, большое эквивалентное сопротивление которого мало шунтирует кварц (рис. 3-17, *а*). Однако такой метод нейтрализации требует точного подбора индуктивности для каждой гармоники, что неудобно.

Широкое распространение в настоящее время получили мостовые схемы нейтрализации, одна из которых приведена на рис. 3-17, *б*. Она представляет собой автогенератор с автотрансформаторной обратной связью, в котором имеются две цепи обратной связи. Одна замыкается через кварц, а вторая через конденсатор $C_н$. Поскольку отводы располагаются по разные стороны от соединенной с катодом середины контурной катушки, одна цепь обеспечивает положительную, а вторая — отрицательную обратную связь. На частотах, отличных от собственных частот, кварц не возбуждается и представляет собой конденсатор с твердым диэлектриком. Если коэффициент подключения цепей обратной связи одинаков и емкость конденсатора $C_н$ равна статической емкости кварца, отрицательная обратная связь нейтрализует положительную, и самовозбуждение отсутствует. Если же анодный контур настроить на частоту параллельного резонанса одной из высших механических гармоник кварца, его эквивалентное сопротивление резко возрастет, отрицательная обратная связь станет меньше положительной, и генератор возбудится.

Если поменять местами кварц и конденсатор $C_н$, генератор будет возбуждаться на частотах последовательных резонансов, на которых сопротивление цепи положительной обратной связи будет резко уменьшаться. Использовать кварц на последовательном резонансе выгодно, так как при малом эквивалентном сопротивлении кварца шунтирующее действие внешних цепей меньше влияет на его параметры по сравнению с кварцем, работающим на параллельном резонансе, когда его эквивалентное сопротивление чрезвычайно велико.

Следует отметить, что в данной схеме балансировка производится один раз и переход с одной гармоники на другую производится простой перестройкой анодного контура. В приведенной схеме кварц может возбуждаться на очень высоких гармониках (21 и выше), что позволяет при средневолновых кварцах получать на выходе колебания метрового диапазона.

В передающей аппаратуре находят применение и другие схемы со стабилизацией частоты на гармониках кварца. Ранее было показано, что для получения высокой стабильности частоты безразлично, в какой части схемы стоит элемент с высокой фиксирующей способностью. Чаще всего кварц на последовательном резонансе используется при включении его в цепь обратной связи.

Включение кварца в цепь обратной связи, где действуют небольшие напряжения, выгодно с точки зрения обеспечения сохранности и ослабления старения.

3-6. МЕТОДЫ ДИАПАЗОННОЙ КВАРЦЕВОЙ СТАБИЛИЗАЦИИ ЧАСТОТЫ

Использование кварцев позволило на несколько порядков поднять стабильность частоты автогенераторов. Однако это достигается только на одной или нескольких фиксированных частотах. Одним из первых предложил метод повышения стабильности частоты диапазонных передатчиков за счет использования кварцевых генераторов Г. З. Зейтленок.

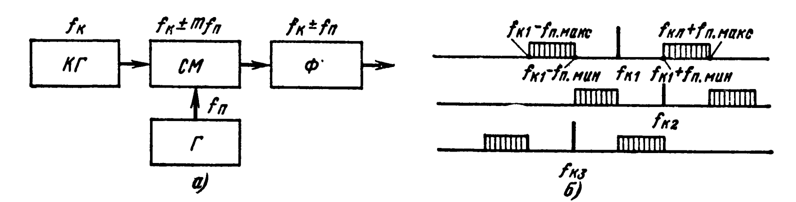


Рис. 3-18. Интерполяционная схема.

Согласно данному методу возбудитель передатчика состоит из генератора с плавной перестройкой частоты *Г* от $f_{п.мин}$ до $f_{п.макс}$ и кварцевого генератора *КГ* с частотой $f_к$ (рис. 3-18, *а*). Колебания этих частот подаются на смеситель *СМ*, на выходе которого возникают колебания комбинационных частот типа $mf_к \pm nf_п$. Устанавливая за смесителем полосовой или перестраиваемый фильтры *Ф*, можно выделить составляющие первого порядка

$$f_{вых} = f_к \pm (f_{п.мин} \div f_{п.макс}).$$

На первый взгляд может показаться, что этим ничего не решается, так как погрешность частоты будет определяться уходами частоты малостабильного плавного генератора. Однако можно показать, что относительная нестабильность частоты $\Delta f_{вых}/f_{вых}$ при определенных условиях уменьшится:

$$\frac{\Delta f_{вых}}{f_{вых}} = \frac{\Delta f_к + \Delta f_п}{f_к + f_п} = \frac{\Delta f_к}{f_к + f_п} + \frac{\Delta f_п}{f_п\left(1 + \frac{f_к}{f_п}\right)}.$$

Первое слагаемое здесь меньше относительной нестабильности частоты кварцевого генератора и является величиной очень малой; второе слагаемое представляет собой относительную нестабильность частоты плавного генератора, деленную на $1 + f_к/f_п$. Если частота кварцевого генератора много больше частоты плавного генератора, то относительная нестабильность частоты выходного колебания будет почти во столько же раз меньше относительной нестабильности частоты плавного генератора.

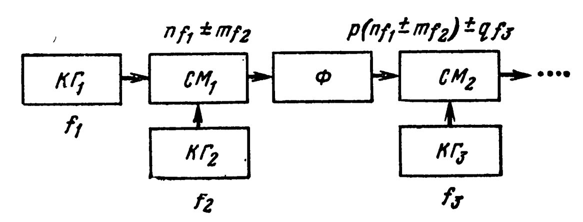


Рис. 3-19. Синтезатор с многократным смешением частот.

Из рис. 3-18, *б* можно видеть, что используя три переключаемых кварца, отличающихся по частоте на $f_{п.мин}$, можно получить сплошной диапазон частот повышенной стабильности с шириной, равной шести диапазонам плавного генератора, который как бы заполняет промежуточные частоты между частотами кварцев. Вследствие этого плавный генератор часто называют *интерполяционным*; это же название относят и ко всему методу.

Недостатком интерполяционного метода является сравнительно небольшая стабильность частоты и трудность подавления многочисленных ненужных комбинационных частот, возникающих на выходе смесителя.

Значительно более высокую стабильность частоты можно получить при стабилизации дискретного множества частот, которым заменяют непрерывный диапазон рабочих частот. Если интервалы между частотами данного множества достаточно малы, такая замена вполне допустима. Устройства, образующие данную дискретную сетку частот, принято называть *синтезаторами*.

При создании синтезаторов в основном используют два метода: *многократного смешения* и *модуляционный*. В первом случае на смеситель $СМ_1$ (рис. 3-19) подают колебания от двух кварцевых генераторов с частотами $f_{к1}$ и $f_{к2}$. На выходе образуется спектр колебаний с частотами $mf_{к1} \pm nf_{к2}$. Колебания этих частот подают на второй смеситель, куда также поступают колебания от третьего кварцевого генератора с частотой $f_{к3}$. На выходе второго смесителя создается

спектр частот вида $p(mf_{к1} \pm nf_{к2}) \pm qf_{к3}$. Для получения еще более богатого спектра частот число смесителей можно увеличить.

Разрабатывая схему синтезатора, стараются ограничиться минимальным числом кварцев, поэтому вместо ряда кварцевых генераторов часто ставят умножители, делители или более сложные преобразователи частоты, создаваемой первым кварцевым генератором.

Уменьшение амплитуд комбинационных составляющих с ростом их номера ограничивает число используемых составляющих и заставляет применять промежуточные усилители.

Не все комбинационные составляющие являются желательными; для их подавления устанавливают специальные фильтры.

На выходе синтезатора также необходимо ставить фильтр, выделяющий нужную составляющую и подавляющий все остальные. Для облегчения создания фильтров в ряде случаев применяют *компенсационный метод*, при котором ставят дополнительный нестабилизированный генератор-гетеродин, колебания которого смешивают с полученной сеткой частот (рис. 3-20). На выходе ставят фильтр разностных частот. Чем ниже частота, тем легче построить фильтр с нужной степенью подавления побочных колебаний. Для восстановления прежней частоты отфильтрованное колебание подается на второй смеситель $СМ_2$, куда поступают колебания того же нестабилизированного генератора. На выходе смесителя фильтр выделяет суммарную частоту. Благодаря такому двойному использованию вспомогательного генератора нестабильность его частоты не влияет на стабильность частоты выходных колебаний.

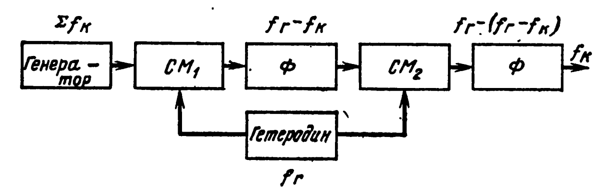


Рис. 3-20. Компенсационная схема.

При модуляционном методе используют составляющие линейчатого спектра импульсно-модулированных колебаний (гл. 4), которые отличаются друг от друга на частоту следования импульсов (рис. 3-21, *а*). Генератор высокочастотных колебаний, стабилизированный кварцем, модулируют с помощью генератора прямоугольных импульсов, частота следования которых задается низкочастотным кварцевым генератором (рис. 3-21, *б*). В данной схеме удается использовать боковые составляющие приблизительно до 30-го номера.

При густой сетке стабильных частот синтезаторы получаются схемно весьма сложными, однако они работают при малом уровне мощности, поэтому их габариты и масса могут быть получены достаточно малыми.

Трудности очищения спектра колебаний на выходе синтезаторов столь велики, что обычно их не используют в качестве возбуди-

телей радиопередающих устройств, а применяют только в качестве систем, дающих эталонные (опорные) частоты и называют *датчиками опорных частот* (ДОЧ). Эти датчики работают совместно с системами автоматического регулирования, которые удерживают частоту перестраиваемого задающего генератора передатчика около выделенной частоты ДОЧ. В целом эти устройства представляют собой *системы автоматической подстройки частоты* (АПЧ).

Различают два класса систем автоподстройки в зависимости от того, на какой параметр реагирует чувствительный элемент, обнаруживающий отклонение параметров колебаний подстраиваемого генератора от эталонного. Этот элемент принято называть *дискриминатором* (различителем). В устройствах первого класса дискриминатор обнаруживает разность частот генератора и эталона. В данном случае говорят о системе *частотной автоподстройки* (ЧАП). Поскольку система работает только при наличии разности частот, ясно, что такая система может в принципе только уменьшить

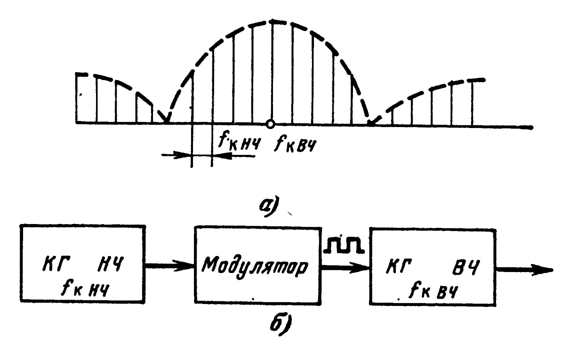


Рис. 3-21. Получение опорных частот модуляционным методом.

эту разность до необходимой величины, но не уничтожить ее полностью.

Во втором классе автоподстройки дискриминатор реагирует на разность фаз двух колебаний и система регулирования уменьшает ее до некоторого минимального значения. Сохранение постоянства разности фаз двух колебаний означает точное равенство их частот. Данную систему называют *фазовой автоподстройкой (ФАП)*.

Каждая из систем обладает своими достоинствами и недостатками. Система ЧАП, как уже говорилось, обладает остаточной погрешностью, но она имеет более широкую *полосу схватывания*, чем ФАП (область начальных отклонений частоты от эталонной, внутри которой она способна срабатывать). Поэтому часто используют комбинированные системы автоподстройки ЧАП — ФАП. Сначала срабатывает ЧАП так, что остаточная погрешность частоты попадает в полосу схватывания системы ФАП, которая сводит эту погрешность к нулю. Такая система при широкой полосе схватывания подстраивает колебания задающего генератора под колебания опорного колебания с точностью до постоянной разности фаз.

ГЛАВА ЧЕТВЕРТАЯ

УПРАВЛЕНИЕ КОЛЕБАНИЯМИ В РАДИОПЕРЕДАЮЩИХ УСТРОЙСТВАХ

4-1. ВОПРОСЫ, ВОЗНИКАЮЩИЕ ПРИ ОЦЕНКЕ МЕТОДОВ УПРАВЛЕНИЯ КОЛЕБАНИЯМИ

Как уже говорилось во введении, для передачи некоторого сообщения (смыслового сигнала) им непосредственно или в закодированной форме воздействуют на высокочастотные колебания в передатчике, энергия которых преобразуется антенной в энергию электромагнитных волн. В результате такого воздействия (управления) один или несколько параметров высокочастотных колебаний изменяются в соответствии с управляющим сигналом.

Естественно поэтому, что при изучении вопросов управления колебаниями в первую очередь интересуются тем, в какой мере закон передаваемого смыслового сигнала точно воспроизводится изменением указанного параметра высокочастотного колебания.

Вторым по важности вопросом является оценка энергетических показателей: к. п. д. генератора, в котором производится управление колебаний, и мощность устройства, управляющего колебаниями.

До сих пор мы имели дело с чисто синусоидальными колебаниями, которые характеризовались постоянной частотой и амплитудой; такое колебание называют *монохроматическим*. Всякое изменение одного из параметров колебаний приводит к тому, что монохроматическое колебание превращается в сложное, которое может быть представлено только конечной или бесконечной суммой монохроматических колебаний разных частот, амплитуд и начальных фаз. Иными словами, при управлении колебаниями возникает целый набор (спектр) колебаний. Для создания и правильного функционирования радиолинии необходимо знать спектральный состав получаемых колебаний.

Последним (не по значению) является вопрос о том, в какой мере помехи, возникающие при распространении радиоволн, и внутренние шумы аппаратуры способны исказить закон передаваемого сигнала, отражаемый изменением одного из параметров излучаемых радиоволн.

Рассмотрим основные методы управления колебаниями, используемые в современных передатчиках.

4-2. ОСНОВНЫЕ КОЛИЧЕСТВЕННЫЕ СООТНОШЕНИЯ ПРИ АМПЛИТУДНОЙ МОДУЛЯЦИИ

Одним из самых простых и старых видов управления колебаниями является *амплитудная модуляция* (АМ), при которой амплитуда высокочастотного колебания изменяется по закону изменения во времени передаваемого смыслового сигнала.

Обычно это осуществляется воздействием модулирующего сигнала на один или несколько генераторов с внешним возбуждением. В результате такого воздействия соответствующим образом изменяется амплитуда первой гармоники анодного тока, а следовательно, и амплитуда колебаний в нагрузочном контуре.

Рассмотрим простейший случай, когда смысловой сигнал представляет собой звуковое (низкочастотное) колебание постоянной

амплитуды и частоты, преобразованное микрофоном или аналогичным устройством в напряжение

$$u_{\Omega}=U_{\Omega}\cos\Omega t. \qquad (4\text{-}1)$$

Если это напряжение отсутствует *(режим молчания)*, амплитуда высокочастотных (несущих) колебаний сохраняется неизменной, равной $U_{н}$ (рис. 4-1). При появлении модулирующего напряжения *(телефонный режим)* амплитуда высокочастотного напряжения (тока) возрастает при положительной фазе модулирующего напряжения и убывает — при отрицательной пропорционально амплитуде модулирующего напряжения

$$U=U_{н}+kU_{\Omega}\cos\Omega t=$$
$$=U_{н}(1+m\cos\Omega t). \qquad (4\text{-}2)$$

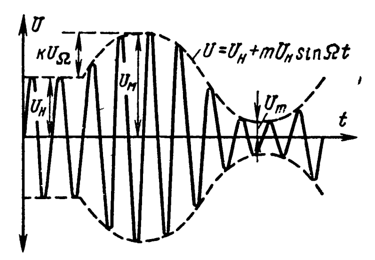


Рис. 4-1. Амплитудно-модулированные колебания.

Здесь величина $m=k\dfrac{U_{\Omega}}{U_{н}}$, показывающая в какой степени изменяется амплитуда колебаний при модуляции, называется *коэффициентом (или глубиной) модуляции*. Неискаженная модуляция будет иметь место только в том случае, когда m пропорционален амплитуде звукового сигнала. Это возможно, если $m\leqslant 1$. Обычно данную величину принято выражать в процентах.

Если при модуляции амплитуда колебаний следует закону (4-2), то уравнение модулированных высокочастотных колебаний имеет вид:

$$u=U\cos\omega t=U_{н}(1+m\cos\Omega t)\cos\omega t=U_{н}\cos\omega t+U_{н}m\cos\Omega t\cos\omega t. \qquad (4\text{-}3)$$

Используя известную тригонометрическую формулу

$$\cos\alpha\cos\beta=\frac{1}{2}\cos(\alpha+\beta)+\frac{1}{2}\cos(\alpha-\beta),$$

получаем, что

$$u=U_{н}\cos\omega t+\frac{m}{2}U_{н}\cos(\omega+\Omega)t+\frac{m}{2}U_{н}\cos(\omega-\Omega)t. \qquad (4\text{-}4)$$

Данное выражение показывает, что модулированное колебание состоит из трех высокочастотных колебаний: первое представляет собой то колебание, которое было в режиме молчания. Его называют *несущим*, а *режим молчания* называют также *режимом несущей частоты*. Второе колебание имеет по крайней мере вдвое меньшую амплитуду и частоту, превышающую частоту несущей на частоту модулирующего сигнала; это колебание называют *верхним боковым*. Третье колебание имеет такую же амплитуду, но его частота меньше частоты несущего колебания на частоту модуляции; его называют *нижним боковым* колебанием. На рис. 4-2 показан спектральный состав простого амплитудно-модулированного колебания.

Модулирующие сигналы такие, как человеческий голос или оркестровая музыка, содержат составляющие различных амплитуд и

частот от $F_{мин}$ до $F_{макс}$. В этом случае спектр модулированных колебаний занимает полосу частот шириной $2\Delta F = 2F_{макс}$ (рис. 4-3).

Основные составляющие звуков человеческого голоса лежат в пределах от 50 до 3 500 Гц; музыкальных инструментов — от 50 до 16 000 Гц. Отсюда видно, что телефонный канал должен иметь ширину полосы пропускания приблизительно от 7 до 32 тыс. Гц. По ряду технических и экономических соображений ширину полосы приходится обычно ограничивать более узкими пределами.

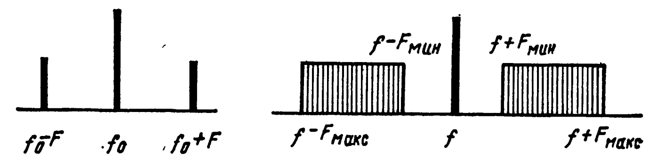


Рис. 4-2. Спектр колебаний при амплитудной модуляции.

Рис. 4-3. Полоса частот, занимаемая передатчиком.

Выражение (4-4) может вызвать недоумение: каким же образом сумма трех колебаний разных частот может дать высокочастотное колебание с частотой несущей, изменяющееся по амплитуде. Легче всего это можно объяснить с помощью векторных диаграмм (рис. 4-4), где показаны относительные положения всех трех векторов в различные моменты времени. Из выражения (4-4) видно, что начальные фазы векторов боковых колебаний относительно вектора несущего равны нулю, т. е. в момент $t = 0$ все три вектора имеют одинаковое

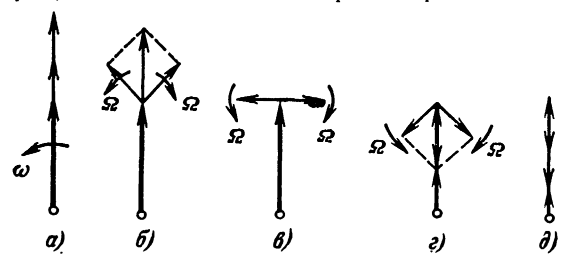


Рис. 4-4. Векторные диаграммы амплитудно-модулированных колебаний.

направление и их значения суммируются (рис. 4-4). В некоторый произвольный момент времени, когда $\Omega t < \pi/2$, векторы боковых расходятся. Вектор верхней боковой, имея бо́льшую частоту вращения, чем вектор несущей, вращается относительно ее вектора с угловой скоростью Ω против часовой стрелки, а вектор нижней боковой, имеющий меньшую угловую скорость, вращается относительно вектора несущей в обратную сторону с угловой частотой Ω. Поэтому в любой момент времени они располагаются симметрично вектору несущей, как показано на рис. 4-4, *б*. Благодаря этой симметрии сумма векторов боковых будет представлена вектором, направленным вдоль вектора несущей, но их сумма будет уже меньше, чем она была в начальный момент, поэтому и результирующее напря-

жение будет меньше. В момент, когда $\Omega t = \pi/2$ (рис. 4-4, *в*), векторы боковых будут взаимно уничтожаться. В последующие моменты времени $3/2\pi > \Omega t > \pi/2$ векторы боковых будут давать возрастающую сумму, но направленную навстречу вектору несущей, и результирующее напряжение будет убывать (рис. 4-4, *г*) и т. д. Важно

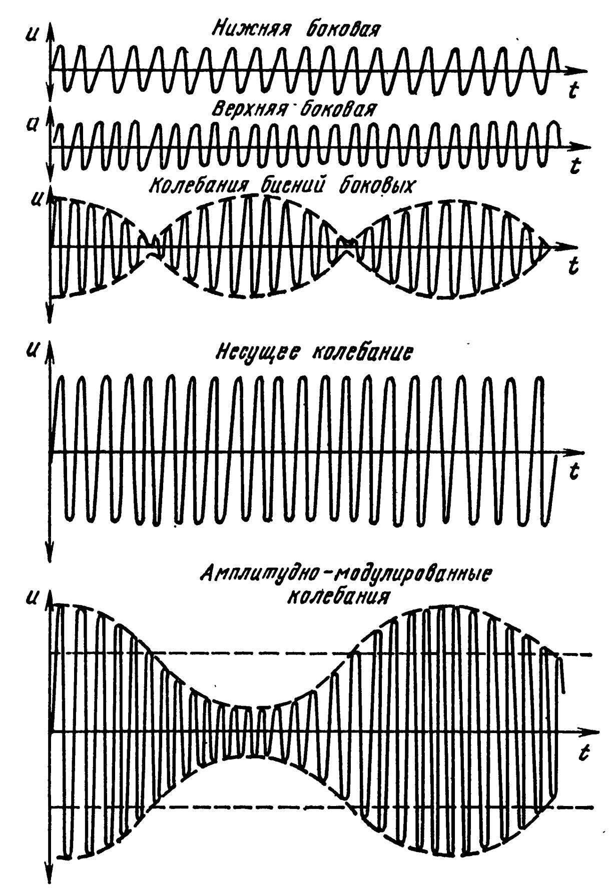


Рис. 4-5. Образование амплитудно-модулированных колебаний.

отметить, что в любой момент времени вектор суммы боковых колебаний направлен вдоль или против вектора несущего колебания, т. е. их частоты совпадают. Увеличение амплитуды несущей за счет суммы боковых сменяется ослаблением через половину периода модулирующего колебания из-за изменения на 180° фазы суммы боковых при переходе ее через нуль. Изображение данных процессов во времени приведено на рис. 4-5.

Рассмотренные изменения во времени суммы двух боковых колебаний разных частот с неизменными начальными фазами являются процессом биения этих колебаний.

Введем некоторые понятия и показатели, которыми пользуются при рассмотрении амплитудной модуляции.

Условия, создающиеся в тот момент, когда амплитуда колебаний достигает максимума, называют *максимальным, или пиковым режимом*; когда же амплитуда колебаний минимальна — *минимальным режимом*.

Сравнения энергетических показателей различных режимов обычно производят по отношению к их значениям в режиме несущей частоты.

Генерируемая мощность в режиме несущей частоты

$$P_{н}=\frac{1}{2} I^2_{a1н} R_э. \qquad (4\text{-}5)$$

Из выражения (4-2), поскольку ток первой гармоники и напряжение на контуре пропорциональны друг другу, следует, что в максимальном режиме

$$I_{a1M}=I_{a1н}(1+m), \qquad (4\text{-}6)$$

а генерируемая мощность

$$P_M=\frac{1}{2} I^2_{a1M} R_э=\frac{1}{2} I^2_{a1н}R_э (1+m)^2 = P_н (1+m)^2. \qquad (4\text{-}7)$$

Отсюда следует, что при 100%-ной модуляции мощность в максимальном режиме в 4 раза превышает мощность в режиме несущей частоты.

В *минимальном режиме* согласно соотношению (4-2)

$$I_{a1m}=I_{a1н}(1-m) \qquad (4\text{-}8)$$

и генерируемая мощность

$$P_m=\frac{1}{2} I^2_{a1m}R_э=\frac{1}{2} I^2_{a1н}R_э (1-m)^2=P_н (1-m)^2. \qquad (4\text{-}9)$$

Для получения безыскаженной модуляции необходимо выбирать полосу пропускания колебательных систем так, чтобы для всех составляющих спектра они представляли практически одинаковое эквивалентное сопротивление. Если это выполнено, то в телефонном режиме на нагрузочном сопротивлении выделяется мощность от колебаний несущей частоты

$$P_н=\frac{1}{2} I^2_{a1н}R_э$$

и от двух боковых колебаний

$$P_б=\frac{m^2}{2} I^2_{a1н}P_э=P_н \frac{m^2}{2}. \qquad (4\text{-}10)$$

Следовательно, средняя за период модуляции — *телефонная мощность генератора*

$$P_т=P_н\left(1+\frac{m^2}{2}\right). \qquad (4\text{-}11)$$

При 100%-ной модуляции она в 1,5 раза превышает мощность в режиме молчания.

Количественные соотношения в данном параграфе получены из общего уравнения амплитудно-модулированных колебаний, поэтому они справедливы при любом виде амплитудной модуляции.

4-3. ТЕХНИЧЕСКИЕ МЕТОДЫ ОСУЩЕСТВЛЕНИЯ АМПЛИТУДНОЙ МОДУЛЯЦИИ

Сеточная модуляция смещением. Данный вид модуляции осуществляется в генераторах с внешним возбуждением введением в цепь управляющей сетки последовательно с напряжениями возбуждения и смещения модулирующего низкочастотного напряжения (рис. 4-6). Поскольку период возбуждающего напряжения во много раз меньше периода модулирующего напряжения, можно говорить, что последнее изменяет результирующее напряжение смещения.

Эффект воздействия на генератор трех напряжений на сетке

$$e_c = -E_c + U_c \cos \omega t + U_\Omega \cos \Omega t$$

зависит от выбора величины этих напряжений. На рис. 4-7, *а* показан пример такого воздействия, когда результирующее напряжение на сетке не выходит за пределы линейного участка статической характеристики лампы. Анодный ток в этом случае состоит из трех составляющих — постоянной, составляющей, изменяющейся с частотой модуляции, и составляющей высокой частоты. Последняя имеет постоянную амплитуду, поэтому и на контуре амплитуда напряжения не меняется, т. е. модуляции не происходит.

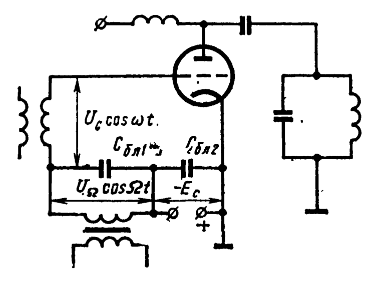


Рис 4-6. Схема генератора с сеточной модуляцией смещением.

Иное произойдет, если увеличить смещение так, чтобы напряжение на сетке попало в область нелинейного участка характеристики лампы (рис. 4-7, *б*). В этом случае анодный ток представляет периодическую последовательность импульсов, амплитуда которых изменяется пропорционально величине модулирующего напряжения. Все гармонические составляющие изменяются пропорционально амплитудам импульсов, поэтому и амплитуда напряжения на контуре, пропорциональная первой гармонике, будет изменяться пропорционально модулирующему сигналу, т. е. будет иметь место амплитудная модуляция.

Отсутствие модуляции в первом случае не случайно. Модуляция — принципиально нелинейный процесс, приводящий к появлению колебаний новых частот, может происходить только в цепях, содержащих нелинейные элементы.

На рис. 4-8, *а* показаны напряжения на сетке при различных значениях напряжений смещения и получающиеся при этом импульсы анодного тока. Легко видеть, что амплитуда импульсов анодного тока, а следовательно, первая гармоника и постоянная составляющая изменяются пропорционально смещению, пока генератор работает в недонапряженном режиме. При достаточно малом смещении уве-

личение сеточного тока приводит к прекращению роста импульсов и появлению впадины в вершине, вследствие чего скорость роста первой гармоники и постоянной составляющей анодного тока замедляется, а затем начинается их уменьшение. Криволинейность

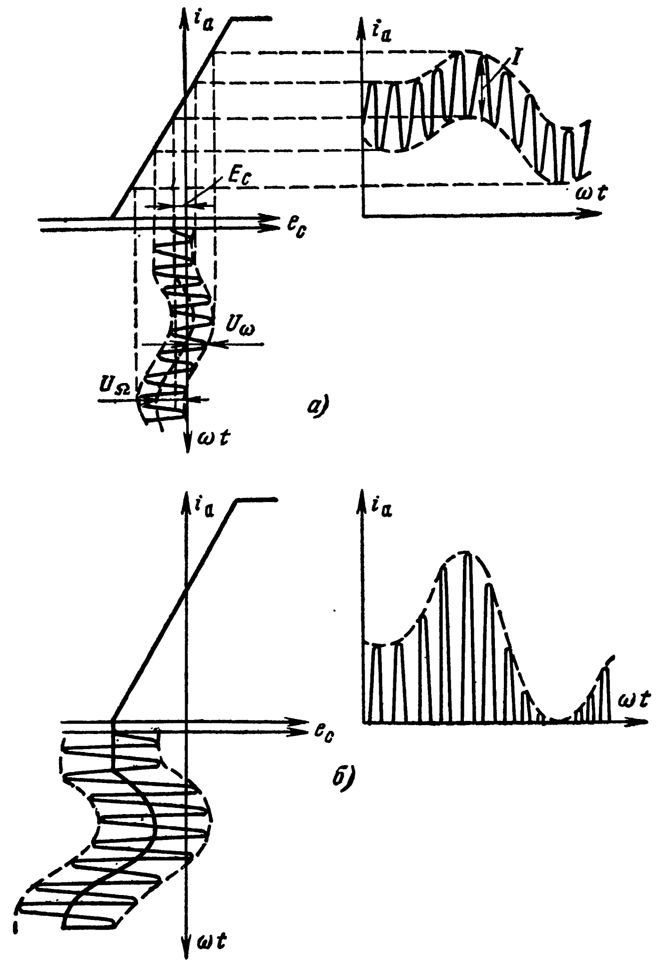


Рис. 4-7. Влияние выбора режима лампы на процесс модуляции.

нижнего участка статической характеристики лампы приводит также к нелинейной зависимости I_{a1} и I_{a0} от E_c при больших смещениях. Зависимость первой гармоники анодного тока от модулирующего напряжения называют *статической модуляционной характеристикой* генератора (рис. 4-8, *б*). Она рассчитывается или сни-

мается экспериментально. По статической модуляционной характеристике можно определить пределы изменения модулирующего напряжения, при котором происходит достаточно линейная модуляция $-E_{с.мин}$ и $E_{с.макс}$. В режиме молчания, очевидно, следует установить смещение, соответствующее середине линейного участка. Как показывают опыты и расчет, в пределах линейного участка линейно изменяется и постоянная составляющая анодного тока. Верхняя точка характеристики соответствует переходу генератора из недонапряженного режима в перенапряженный, т. е. граничному режиму. Наличие нижнего нелинейного участка обычно ограничивает возможную глубину модуляции при достаточно малых искажениях до 70—80%.

Одним из критериев при оценке качества модуляции является *коэффициент нелинейных искажений*, под которым понимают отно-

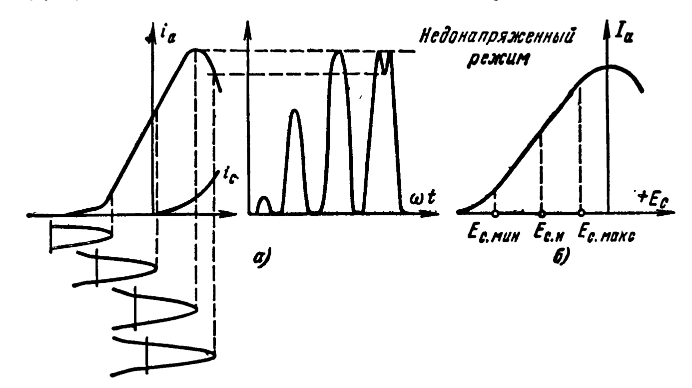


Рис. 4-8. Изменения импульсов анодного тока в процессе модуляции и статическая модуляционная характеристика.

сительное значение корня из суммы квадратов амплитуд высших гармоник огибающей модулированного сигнала (возникающих вследствие нелинейности модуляции) к амплитуде основной составляющей:

$$\text{КНИ} = \frac{\sqrt{A_2^2 + A_3^2 + A_4^2 + \dots}}{A_1}. \qquad (4\text{-}12)$$

Требования к величине допустимого значения КНИ наиболее низкие в служебных станциях, где не важна художественность воспроизведения; обычно для них допускается КНИ $= 10 \div 15\%$. Наиболее жесткие требования предъявляются к радиовещательным станциям, где КНИ $= 1 \div 2\%$. Чем больше допускается КНИ, тем больше может быть достигнута глубина модуляции, а при этом возрастает дальность действия станции. Это следует из уравнения (4-4), где амплитуда боковых колебаний, несущих информацию, пропорциональна глубине модуляции.

Поясним некоторые особенности схемы на рис. 4-6. Модулирующий сигнал вводится с помощью трансформатора НЧ, состоящего из обмоток с большим числом витков, намотанных на стальном сердечнике. Вторичная обмотка модуляционного трансформатора

шунтируется блокирующим конденсатором $C_{бл}$, емкость которого выбирается так, чтобы он представлял для токов высокой частоты практически короткое замыкание; вместе с тем эта емкость не должна быть настолько большой, чтобы было заметно ее шунтирующее влияние для высших частот модулирующего напряжения. Емкость $C_{бл2}$ должна быть много больше, так как она создает короткое замыкание как для высоких, так и для низких частот.

В схеме используется независимое смещение. Цепочка автосмещения вырабатывала бы смещение, величина которого тем больше, чем больше модулирующий сигнал. Это привело бы к амплитудным искажениям. Данное обстоятельство препятствует также непосредственному включению в цепь сетки модуляторов, представляющих собой резистивные УНЧ.

Найдем энергетические показатели генератора при модуляции, сравнивая их с соответствующими показателями в режиме молчания.

В максимальном режиме потребляемая мощность

$$P_{0M} = I_{a0M}E_{н} = I_{a0}(1+m)E_{a} = P_{0н}(1+m). \tag{4-13}$$

Учитывая выражение (4-7), находим, что к. п. д. в максимальном режиме

$$\eta_M = \frac{P_M}{P_{0M}} = \frac{P_{н}(1+m)^2}{P_{0н}(1+m)} = \eta_{н}(1+m). \tag{4-14}$$

Аналогично получим для минимального режима

$$P_{0m} = P_{0н}(1-m) \tag{4-15}$$

и

$$\eta_m = \eta_{н}(1-m). \tag{4-16}$$

У современных генераторов в максимальном режиме, который совпадает с граничным, $\eta_M \doteq 0{,}7 \div 0{,}8$.

Поэтому согласно (4-14) в режиме молчания (при $m \approx 1$) $\eta_{н} = 0{,}35 \div 0{,}40$. В минимальном режиме в соответствии с (4-16) к. п. д. стремится к нулю. Отсюда видно, что к. п. д. генератора в процессе модуляции непрерывно изменяется.

Средний к. п. д. генератора в телефонном режиме можно найти, учитывая, что в процессе модуляции постоянная составляющая анодного тока половину периода действия модулирующего напряжения возрастает, а во вторую половину — на столько же уменьшается. Поэтому средняя потребляемая мощность остается такой же, как в режиме молчания: $P_{0т} = P_{0н}$ и

$$\eta_{т} = \frac{P_{т}}{P_{0т}} = \frac{P_{н}\left(1+\frac{m^2}{2}\right)}{P_{0н}} = \eta_{н}\left(1+\frac{m^2}{2}\right), \tag{4-17}$$

т. е. в телефонном режиме к. п. д. генератора выше, чем в режиме молчания. Отсюда следует, что при неизмененном среднем потреблении мощность, рассеиваемая на аноде, при переходе от режима молчания к режиму передачи уменьшается. Вследствие малости к. п. д. в режиме молчания средний к. п. д. генератора при сеточной модуляции обычно составляет всего 0,30—0,35, что является существенным недостатком данного вида модуляции.

Достоинством сеточной модуляции является очень малая мощность модулятора, что определяется как малостью напряжений, действующих в цепи управляющей сетки, так и протекающих в ней токов.

Усиление модулированных колебаний (модуляция возбуждением). В некоторых случаях модуляцию производят в одном из промежуточных каскадов передатчика. Тогда остальные каскады работают в режиме усиления модулированных колебаний.

Ход статических модуляционных характеристик при этом виде работы зависит от величины смещения, подаваемого на сетку. При малом смещении характеристика линейна лишь в начальной части, где лампа используется на участке с постоянной крутизной. С увеличением возбуждения рост первой гармоники постепенно замедляется из-за увеличения отсечки свыше 120° или при переходе в перенапряженный режим (рис. 4-9).

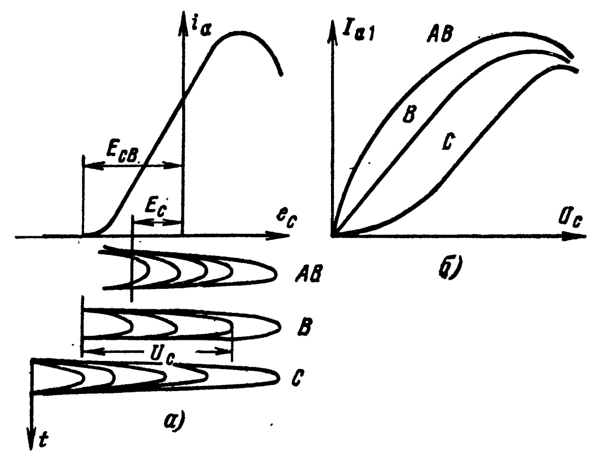


Рис. 4-9. Усиление амплитудно-модулированных колебаний.

Если $\psi = 90°$, угол нижней отсечки не зависит от амплитуды возбуждающего напряжения, и модуляционная характеристика линейна вплоть до перенапряженного режима.

Если $|E_c| > |E_{cB}|$, малые напряжения на сетке не отпирают лампу; затем следует участок слабого возрастания до перехода на участок характеристики с высокой крутизной. Загиб верхней части характеристик, определяемый переходом в перенапряженный режим, наступает при тем бóльших значениях напряжения возбуждения, чем больше смещение на сетке.

Отсюда видно, что неискаженное усиление модулированных колебаний возможно только при угле отсечки 90° (режим В) в области недонапряженного режима. Однако работа в режиме С иногда используется для увеличения глубины модуляции, как это показано на рис. 4-10.

Модуляция на экранирующую сетку. Этот вид модуляции почти не используется из-за низкой линейности, повышенной мощности,

рассеиваемой на управляющей сетке, и сравнительно большой мощности модулятора при отсутствии энергетических преимуществ в работе генератора по сравнению с другими видами модуляции.

Модуляция на защитную сетку. В пентодных генераторах часто используется модуляция изменения напряжения на защитной сетке.

На защитную сетку генераторных пентодов можно подавать небольшое положительное напряжение, что позволяет получить некоторый выигрыш в величине анодного тока в граничном режиме, не нарушая при этом защитного действия сетки. Увеличение напряжения на защитной сетке сверх этого значения приводит к резкому возрастанию тока сетки, за счет чего появляется провал в вершине импульсов анодного тока и уменьшение первой гармоники, генератор переходит в перенапряженный режим. Уменьшение напряжения на защитной сетке и переход к отрицательным значениям приводит к уменьшению анодного тока вследствие того, что отрицательное поле сетки будет ослаблять действие на электроны положительного поля анода. Будет происходить перераспределение электронного потока в лампе прежде всего в пользу экранирующей сетки, на которой действует значительное положительное напряжение. Одновременно возрастает и ток первой сетки, генератор переходит в перенапряженный режим по второй и первой сетке (рис. 4-11). Наконец, при достаточно большом отрицательном (запирающем) напряжении на третьей сетке — $E_{\text{зап.3}}$ положительное поле анода будет полностью нейтрализовано, и анодный ток прекратится. Опыт показывает, что модуляционная характеристика обладает высокой линейностью, и удается получить почти 100%-ную неискаженную модуляцию.

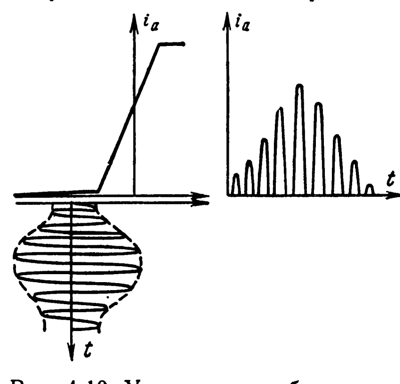


Рис. 4-10. Увеличение глубины модуляции при использовании усилителя в режиме С.

Для того чтобы уменьшить тепловую нагрузку сеток и небольшую мощность возбуждения, питание экранирующей сетки осуществляют через поглотительное сопротивление R_1, а в цепи управляющей сетки ставят цепочку автосмещения R_2C (рис. 4-12). При этом увеличение тока экранирующей сетки приводит к возрастанию падения напряжения на поглотительном сопротивлении и уменьшению напряжения на экранирующей сетке. Благодаря этому менее резко возрастают ток и мощность, рассеиваемая на экранирующей сетке.

При возрастании тока первой сетки увеличивается смещение, вырабатываемое цепочкой автосмещения, снижается максимальное мгновенное напряжение на сетке, поэтому ток и мощности возбуждения и рассеивания на ней растут в меньшей степени, чем это происходило бы при постоянном смещении.

Благодаря неизменности анодного напряжения все энергетические соотношения для анодной цепи генератора остаются теми же, что и при сеточной модуляции смещением.

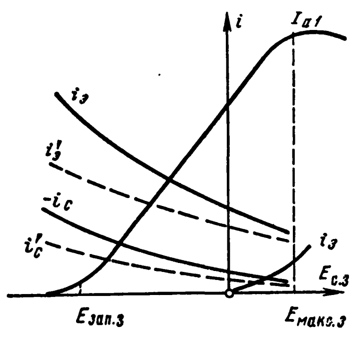


Рис. 4-11. Зависимости токов лампы от напряжения на защитной сетке (статическая модуляционная характеристика).

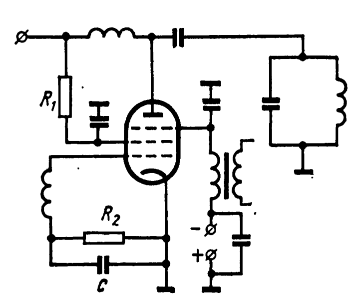


Рис. 4-12. Схема генератора с модуляцией на защитную сетку.

Напряжение запирания $U_{\text{зап.з}}$ всего в 5—8 раз меньше по абсолютной величине, чем анодное напряжение, поэтому амплитуда модулирующего напряжения

$$U_{\Omega}=\frac{|U_{\text{зап.з}}|+U_{\text{макс.з}}}{2}$$

получается значительной. Однако вследствие того, что бóльшая часть модуляционной характеристики располагается в области

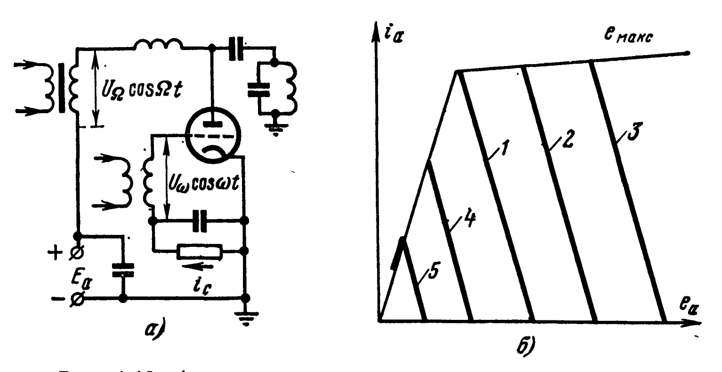


Рис. 4-13. Анодная модуляция в периодном генераторе.

отрицательных напряжений на защитной сетке, ток в ее цепи мал и мощность модулятора невелика.

Анодная модуляция. При анодной модуляции модулирующее напряжение подается на анод генератора последовательно с напряжением источника питания (рис. 4-13, *а*).

Изменение напряжения на аноде генератора приводит к параллельному смещению динамических характеристик, наклон которых определяется сопротивлением нагрузки (рис. 4-13, *б*). Если сначала генератор работал в граничном режиме (характеристика *1*), то повышение анодного напряжения переводит генератор в недонапряженный режим; при этом амплитуда импульсов возрастает незначительно (характеристики *2* и *3*). Уменьшение же анодного напряжения приводит к переходу генератора в перенапряженный режим, где амплитуда импульсов резко уменьшается (характеристики *4*, *5*). Из этого следует, что глубокую модуляцию можно получить, изменяя анодное напряжение от значения в граничном режиме до нуля. Однако при малых значениях анодного напряжения вследствие резкого роста сеточного тока при напряжениях на аноде, близких к $e_{с.макс}$, в вершинах импульсов появляются провалы. Это приводит

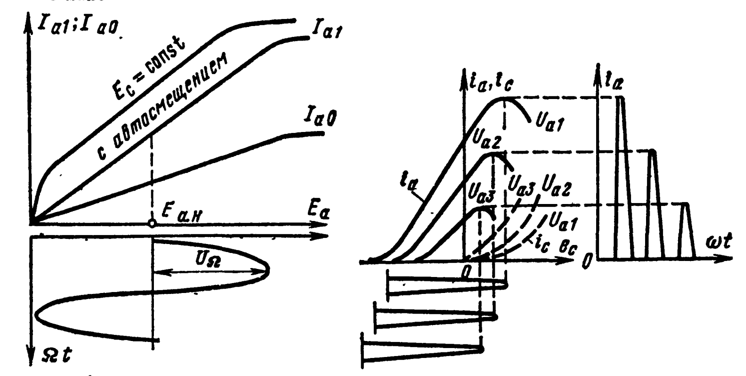


Рис. 4-14. Статические модуляционные характеристики.

Рис. 4-15. Изменение импульсов анодного тока в процессе модуляции.

к дополнительному уменьшению первой гармоники анодного тока, поэтому статическая модуляционная характеристика получается с изломом в нижней части (рис. 4-14). Спрямить характеристику и обеспечить тем самым линейность модуляции позволяет использование цепочки сеточного автосмещения. Уменьшение анодного напряжения приводит к росту сеточного тока и возрастанию отрицательного смещения на сетке; уменьшается максимальное напряжение на сетке, что ослабляет рост сеточного тока, и в импульсах анодного тока исчезает провал (рис. 4-15). Это не только спрямляет характеристику, но и уменьшает мощности возбуждения и рассеяния на сетке.

Напряжение на аноде лампы равно сумме напряжений источника и модулятора:

$$E_а \doteq E_{а.н} + U_\Omega \cos \Omega t = E_{а.н} \left(1 + \frac{U_\Omega}{E_{а.н}} \cos \Omega t\right) = = E_{а.н} (1 + m \cos \Omega t), \quad (4\text{-}18)$$

где $m = U_\Omega / E_{ан}$ — коэффициент глубины модуляции анодного напряжения.

В пределах линейного участка модуляционной характеристики постоянная составляющая анодного тока изменяется также пропорционально анодному напряжению (рис. 4-14), поэтому

$$I_{a0} = I_{a0н}(1 + m\cos\Omega t), \qquad (4\text{-}19)$$

а потребляемая мощность

$$P_0 = I_{a0}E_a = I_{a0н}E_{a.н}(1 + m\cos\Omega t)^2 = P_{0н}(1 + m\cos\Omega t)^2. \qquad (4\text{-}20)$$

Генерируемая мощность

$$P = \frac{1}{2}I_{a1}^2R_э = \frac{1}{2}I_{a1н}^2(1 + m\cos\Omega t)^2R_э = P_н(1 + m\cos\Omega t)^2. \qquad (4\text{-}21)$$

Разделив (4-21) на (4-20), получим, что к. п. д. генератора

$$\eta = \frac{P}{P_0} = \frac{P_н(1 + m\cos\Omega t)^2}{P_{0н}(1 + m\cos\Omega t)^2} = \eta_н = \text{const} \qquad (4\text{-}22)$$

в процессе модуляции не меняется. В максимальной точке модуляционной характеристики генератор работает в граничном режиме, в котором $\eta = 0{,}7 \div 0{,}8$. Следовательно, весь процесс модуляции происходит при высоком к. п. д. Достоинством анодной модуляции является также возможность получать от лампы генератора повышенную мощность за счет форсирования анодного напряжения во время положительного полупериода модулирующего напряжения. Сравнение этих данных с результатами, полученными при сеточной модуляции, показывает, что эффективность использования генераторной лампы при анодной модуляции примерно в 2 раза выше, чем при сеточной.

Выигрыш в использовании лампы еще не означает абсолютного превосходства анодной модуляции над сеточной, так как при анодной модуляции приходится использовать мощный модулятор. Действительно, в телефонном режиме согласно соотношению (4-11) генерируемая мощность возрастает по сравнению с режимом молчания на

$$\Delta P = P_н m^2/2.$$

Поскольку в процессе модуляции к. п. д. не меняется, в такой же мере возрастает и потребляемая мощность

$$\Delta P_0 = P_{0н} m^2/2.$$

Эту мощность анодная цепь лампы получает от модулятора. При $m = 1$ она равна половине потребляемой генератором мощности в режиме молчания.

Одним из важнейших требований, предъявляемых к модуляторам, которые представляют собой усилители низкой частоты, является безыскаженное усиление модулирующего сигнала, что в наилучшей степени достигается при работе в режиме А. Мощность модуляторов при сеточных видах модуляции незначительна, и их можно использовать в этом режиме, не ухудшая заметным образом общий к. п. д. передатчика. Если же поставить мощный модулятор передатчика с анодной модуляцией в режим А, его лампы будут потреблять больше энергии, чем сам генератор, и общий к. п. д. передатчика будет меньше, чем при сеточной модуляции. Выходом из положения является использование *двухтактного модулятора* (рис. 4-16), работающего в режиме В. При относительно небольших

искажениях он обладает достаточно высоким к. п. д. и, следовательно, обеспечивает лучшие энергетические показатели в передатчиках с анодной модуляцией.

Анодно-экранная модуляция в тетродных генераторах. Тетроды в настоящее время являются одним из основных типов генераторных ламп. Осуществлять непосредственно анодную модуляцию в тетродных генераторах нельзя, поскольку при снижении анодного напряжения может возникнуть динатронный эффект в цепи экранирующей сетки или ее тепловая перегрузка из-за возрастания сеточного тока. Этого можно избежать, если одновременно с изменением анодного напряжения пропорционально изменять напряжение на экранирующей сетке. С этой целью напряжение на экранирующую сетку подается через поглотительное сопротивление R от анодного источника, как показано на рис. 4-17. Цепочка автосмещения здесь играет ту же роль, что и при анодной модуляции.

Опыт показывает, что при высоких энергетических показателях, характерных для анодной модуляции, достигается хорошая линей-

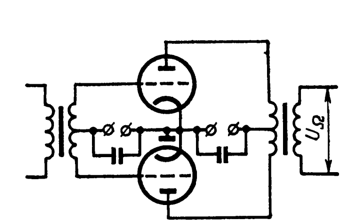


Рис. 4-16. Двухтактный модулятор, работающий в режиме В.

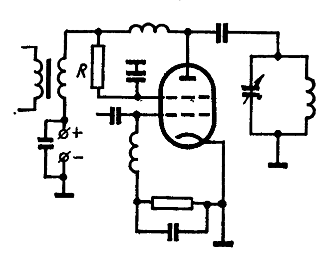


Рис. 4-17. Схема генератора с анодно-экранной модуляцией.

ность модуляции при почти 100%-ной глубине. Достоинством анодно-экранной модуляции является также малая зависимость от напряженности режима: в перенапряженном режиме основное влияние на анодный ток оказывает анодное напряжение, в недонапряженном — напряжение на экранирующей сетке. Это особенно важно в диапазонных передатчиках, где режим работы может сильно изменяться при переходе с одной волны на другую.

Несмотря на благоприятное действие цепочки автосмещения, мощности возбуждения и рассеяния на управляющей сетке при анодной и анодно-экранной модуляциях могут быть значительны. Чтобы снизить их, часто дополнительно производят неглубокую синфазную модуляцию в предыдущем каскаде. Это также способствует получению стабильных результатов в диапазонных передатчиках.

4-4. ОДНОПОЛОСНАЯ МОДУЛЯЦИЯ

Анализируя уравнение амплитудно модулированного сигнала, можно сделать вывод, что полезную информацию в нем переносят боковые составляющие, причем информация отражается в них одинаковым образом. Появляется принципиальная возможность исключить из передаваемого сигнала несущую и одну из боковых соста-

вляющих. При этом будет получен очевидный выигрыш из-за двойного сокращения полосы сигнала, что позволит разместить в том же диапазоне вдвое большее число станций и сузить полосу пропускания приемника, а это в свою очередь позволит снизить уровень принимаемых шумов и повысить чувствительность приемника. Кроме того, появляется возможность при той же мощности передатчика повысить уровень излучаемой боковой составляющей. Расчеты показывают, что однополосная работа в диапазоне КВ позволяет получить общий энергетический выигрыш до 16 раз.

Вместе с тем извлечение информации из одной боковой на приемной стороне несколько затрудняется. Боковая составляющая

$$u_б = U_н \frac{m(U_\Omega)}{2} \cos(\omega + \Omega) t \tag{4-23}$$

представляет собой при передаче речи колебание с переменной амплитудой и изменяющейся частотой. Подав такое колебание на амплитудный детектор, можно выделить огибающую, которая, однако, не будет передавать закон смыслового сигнала. Это легко понять, вспомнив, что этот закон передается огибающей колебаний, получаемых при сложении двух боковых и несущей. Информация о частоте модулирующего сигнала при этом вообще будет потеряна. Для извлечения информации о частоте и интенсивности передаваемого смыслового сигнала на детектор, кроме принятой боковой, подают восстановленную несущую, которую создает специальный гетеродин приемника. Амплитуда ее $U_н$ всегда во много раз больше амплитуды принятой боковой $U_б$. Векторная сумма этих колебаний изображена на рис. 4-18 вектором $U_д$, который приближенно можно считать равным сумме несущей и проекции вектора боковой на вектор несущей:

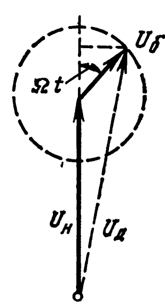


Рис. 4-18. Колебания на входе детектора однополосного приемника.

$$U_д = U_н + U_б \cos \Omega t = U_н (1 + m \cos \Omega t).$$

Это выражение имеет тот же характер, что и выражение для огибающей амплитудно-модулированного сигнала (4-2), поэтому с помощью обычного амплитудного детектора можно восстановить передаваемый смысловой сигнал.

Трудность заключается в том, что необходимо с высокой степенью точности и постоянства восстановить частоту несущей. Отклонение частоты восстановленной несущей от подавленной приведет к изменению частоты биений ее с боковой, которые выделяются детектором. Теория и опыт показывают, что для хорошего воспроизведения переданного сигнала эти отклонения не должны превышать нескольких десятков герц. Поэтому требуемая относительная нестабильность частоты передатчика и гетеродина приемника находится в пределах 10^{-6}—10^{-7}, что обеспечить довольно трудно, особенно при работе в широком диапазоне частот.

Каким же образом можно сформировать однополосный сигнал? Естественно, что сразу возникает мысль получить его, просто отфильтровав одну боковую из амплитудно-модулированного сигнала. Однако вследствие того, что частота модуляции в тысячи раз меньше

частоты несущего колебания, построить фильтр, способный осуществить такое разделение, оказывается невозможным. Поэтому приходится прибегать к более сложным способам формирования однополосного сигнала. В настоящее время предложено довольно много методов формирования; практическое применение пока находят два из них, которые и будут рассмотрены далее.

Метод многократного преобразования звукового сигнала. Для того чтобы пояснить идею метода, рассмотрим боковое колебание

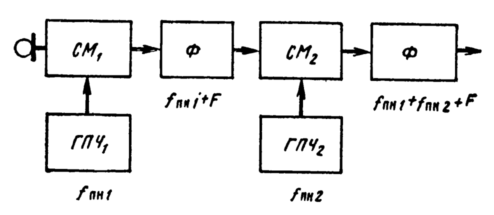


Рис. 4-19. Формирование однополосного сигнала путем многократного преобразования спектра звуковых колебаний.

(например, верхнее) с несколько иной точки зрения, чем раньше. Из выражения (4-23) видно, что боковое колебание представляет собой звуковой сигнал, частота которого увеличена на частоту несущего колебания. Такой подход подсказывает идею получения однополосного сигнала путем многоступенчатого постепенного переноса (транспонирования) спектра звуковых колебаний в область более высоких частот. Производится это следующим образом. Колебания, снятые с микрофона, смешиваются в первом смесителе CM_1 с колебаниями генератора первой поднесущей частоты $ГПЧ_1$ (рис. 4-19).

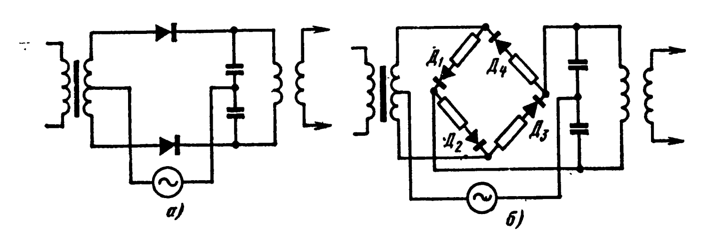


Рис. 4-20. Балансный и кольцевой смесители.

Частота его превосходит на один-два порядка высшую частоту звукового спектра. В качестве смесителя обычно используют балансную схему. В ней вместо электронных ламп используются полупроводниковые диоды (рис. 4-20, *а*). Вследствие нелинейности характеристики диодов в спектре сигналов на выходе имеются колебания суммарных и разностных частот.

Достоинством балансного смесителя является то, что гетеродин подключается по отношению к выходному трансформатору симметрично. Это исключает прохождение в дальнейшие цепи его сигнала и

комбинационных составляющих четных гармоник, что позволяет улучшить подавление ненужных составляющих.

Еще менее засоренный спектр удается получить при использовании кольцевого смесителя (рис. 4-20, *б*), который представляет собой два двухтактно включенных балансных смесителя. Проследив, в каких фазах подаются сигналы на диоды, легко видеть, что первый балансный смеситель образуется диодами $Д_1$ и $Д_3$, а второй — диодами $Д_2$ и $Д_4$. Хорошие результаты достигаются только при тщательной балансировке схемы, путем подбора диодов и баластных резисторов в плечах.

Благодаря относительно сильному расхождению колебания суммарной (верхней боковой) частоты от поднесущей можно построить фильтр, который отделит нужное колебание от поднесущей и возникающих одновременно побочных комбинационных частот.

Для этой цели применяются *L*, *C*-фильтры, электромеханические фильтры с магнитострикционными преобразователями электрических колебаний в механические и обратно и кварцевые фильтры. Чем лучше фильтр, тем выше может быть установлена поднесущая частота. В настоящее время промышленность выпускает стандартные электромеханические фильтры на частоты до 500 кГц.

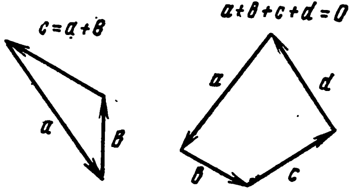


Рис. 4-21. Суммирование векторных величин.

После первой ступени преобразования операция переноса частот повторяется ($СМ_2$, $ГПЧ_2$); при этом вторая поднесущая превышает первую на 1—2 порядка. Это позволяет путем 2—3-кратного преобразования сформировать однополосный сигнал в диапазоне КВ.

Основная трудность, возникающая при данном методе, — это подавление побочных комбинационных составляющих. В передатчиках, построенных по такому принципу, удается достигнуть подавления их на 60 дБ и более.

Многофазный метод. Вторым основным способом формирования является многофазный метод. Идея его заключена в выделении боковой путем сложения нескольких амплитудно-модулированных колебаний. Очевидно, что для взаимной компенсации несущих и нижних (или верхних) боковых необходимо производить сложения, соблюдая некоторые фазовые сдвиги как по частоте несущей, так и по частоте модуляции. Чтобы найти величину этих сдвигов, рассмотрим процесс суммирования на векторных диаграммах. Напомним, что сумма двух векторов представляет собой вектор, соединяющий их концы. Если векторов несколько, то для получения их суммы надо последовательно к концу одного присоединить следующий и т. д., сохраняя их пространственную ориентацию. Если при этом векторы образуют замкнутый многоугольник, то между концом последнего и началом первого расстояние равно нулю, и вектор суммы равен нулю (рис. 4-21). Этого и следует добиться в отношении несущих, например, нижних боковых; все векторы верхних боковых при этом должны для усиления друг друга иметь одинаковую пространственную ориентацию.

При сложении n одинаковых векторов несущих они образуют равносторонний замкнутый n-угольник, если каждый последующий вектор будет сдвинут относительно предыдущего на угол $\Delta\varphi_\omega = \omega t = 2\pi/n$. Если при этом желательно, чтобы векторы верхних боковых имели одинаковую ориентацию, надо сдвинуть каждый из них на такой же угол в обратном направлении (рис. 4-22) относительно своей несущей. Иными словами, модуляцию каждого следующего колебания надо производить со сдвигом модулирующего напряжения на угол

$$\Delta\varphi_{\Omega в} = \Omega t = \Delta\varphi_\omega = -2\pi/n.$$

Будут ли при этом взаимно компенсироваться нижние боковые? Поскольку они вращаются относительно несущих в противоположных направлениях, угол поворота вектора нижнего бокового колебания относительно своей несущей будет равен:

$$\Delta\varphi_{\Omega н} = -\Delta\varphi_{\Omega в} = 2\pi/n.$$

Если учесть, что сама несущая поворачивается на угол $\Delta\varphi_\omega = 2\pi/n$, то общий угол поворота вектора нижней боковой в пространстве будет равен $4\pi/n$. В соответствии с этим суммарный угол поворота всех n векторов будет равен 4π радиан, они образуют замкнутый многоугольник, т. е. их сумма равна нулю.

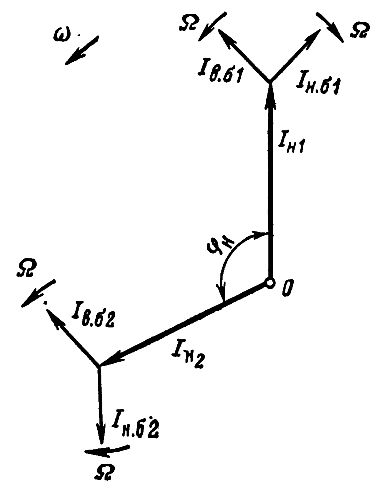


Рис. 4-22. Суммирование верхних боковых в многофазной системе.

Основное применение нашли трех- и четырехфазные системы. В качестве примера рассмотрим четырехфазную систему (рис. 4-23, *а*). Она состоит из двух балансных модуляторов, на один из которых напряжения подаются со сдвигом фаз на 90°, которые создаются высокочастотным и низкочастотным фазовращателями.

Векторная диаграмма системы формирования представлена на рис. 4-23, *б*. Вертикальная пара векторов несущих с боковыми характеризует напряжения балансного модулятора $БМ_1$. Горизонтальная пара соответствует балансному модулятору $БМ_2$, колебания в котором сдвинуты на 90° относительно первого.

Достоинством данного метода является отсутствие многократных преобразований частоты, формирование сигнала происходит непосредственно на радиочастотах. Однако для подавления несущей и второй боковой требуется жестко выдерживать амплитудные и фазовые соотношения в схеме. Это оказывается осуществимым технически весьма не просто, особенно в диапазонных схемах. Сложно и создание широкополосного низкочастотного фазовращателя. Поэтому степень подавления, достигаемая при данном методе, пока получается ниже, чем при первом методе.

Формирование однополосного сигнала производится на малом уровне мощности, поэтому всегда необходим усилительный тракт, в работе которого имеется ряд особенностей. Это вытекает из характера однополосного сигнала, который представляет собой колебание с переменными амплитудой и частотой. Законы изменения его частоты и амплитуды должны быть сохранены при усилении. Наилучшим образом это достигается при использовании усилителей в режиме А. Однако их применение допустимо только в первых каскадах усиления, удельный вес которых в общем энергетическом балансе передатчика незначителен. В выходных же каскадах чаще всего используют усилители в режиме В, характеристика усиления которых достаточно линейна (при малой протяженности нижнего криволинейного участка статической характеристики лампы).

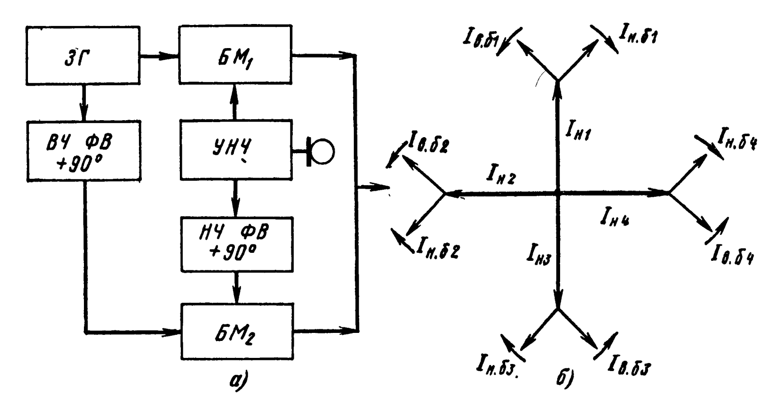


Рис. 4-23. Формирование однополосного сигнала в четырехфазной системе.

Желание повысить к. п. д. передатчика часто приводит конструкторов к использованию усилителей в режиме С. Возникающие при этом искажения компенсируют путем использования схем с отрицательной обратной связью и коррекцией огибающей. Хорошие результаты дает использование усилителей с общей сеткой, обладающих отрицательной обратной связью по высокой частоте.

Передатчики с однополосной модуляцией характеризуются высокими значениями промышленного к. п. д., что определяется отсутствием генерации колебаний в режиме молчания, в то время как амплитудно-модулированные передатчики излучают значительные мощности и в этом режиме.

В тех случаях, когда не удается обеспечить необходимую стабильность частоты гетеродина приемника, колебания несущей частоты подавляют не полностью и излучают в паузах речи. Такие посылки называют «*пилот-сигналами*». По ним система автоматики подстраивает гетеродин приемника. Конечно, режим с излучением «пилот-сигнала» несколько снижает энергетический выигрыш однополосных систем связи.

4-5. ЧАСТОТНАЯ И ФАЗОВАЯ МОДУЛЯЦИЯ

В настоящее время все более расширяется область применения частотной модуляции (ЧМ). Сейчас все местное радиовещание проводится с использованием ЧМ. Звуковое сопровождение телевизионных передач также ведется с помощью ЧМ. Данный вид работы широко используется в радиолокации, радионавигации, в многоканальных радиолиниях, системах телеуправления, а также в ускорителях элементарных частиц.

Частотную и фазовую модуляции не случайно рассматривают совместно, они всегда неразделимы и сопутствуют друг другу. Действительно, если вращающийся вектор, проекция которого определяет гармонические колебания во времени (рис. 4-24), начнет замедлять свое вращение или ускорять, его мгновенное положение, определяющее фазу колебания, также начнет изменяться. Наоборот, всякое изменение его мгновенного положения (фазы) относительно среднего положения может явиться только результатом замедления или ускорения вращения вектора, т. е. изменения его мгновенной угловой частоты. Поэтому часто говорят о частотной и фазовой модуляции, как о единой *угловой модуляции*. Однако они не тождественны друг другу. Пусть модулирующий сигнал изменяется по закону $u = U_\Omega \sin \Omega t$. При частотной модуляции отклонение частоты от среднего значения (*девиация*) пропорциональна величине модулирующего сигнала и не зависит от его частоты. При фазовой модуляции то же относится к девиации фазы. Можно показать, например, что при фазовой модуляции возникающая частотная модуляция будет происходить с искажениями. Действительно, частота представляет собой скорость изменения фазы. Если фаза является синусоидально изменяющейся величиной $\Delta\varphi = \Delta\varphi_{макс} \sin \Omega t$, которую можно трактовать как проекцию вращающегося вектора $\Delta\varphi$ (рис. 4-25), то вектор его скорости $\Delta\omega$, направленный по касательной к окружности, описываемой его концом, имеет величину, пропорциональную величине вращающегося вектора и его частоте:

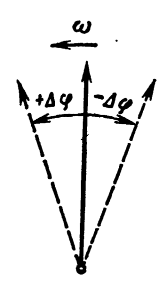


Рис. 4-24. Вектор высокочастотного колебания при угловой модуляции.

$$\Delta\omega = \Delta\varphi_{макс}\Omega \cos \Omega t.$$

Отсюда видно, что максимальная девиация частоты получается пропорциональной не только модулирующему сигналу, как это должно быть при частотной модуляции $\Delta\omega = kU_\Omega$, но и его частоте:

$$\Delta\omega_{макс} = \Delta\varphi_{макс}\Omega = kU_\Omega\Omega.$$

Можно показать, что данное соотношение между девиациями частоты и фазы сохраняется и при частотной модуляции.

Максимальное значение девиации фазы принято называть *индексом модуляции* β.

При фазовой модуляции индекс модуляции

$$\beta = \Delta\varphi_{макс} = kU_\Omega.$$

При частотной модуляции

$$\beta = \frac{\Delta\omega}{\Omega} = \frac{kU_\Omega}{\Omega}.$$

Исследования спектров колебаний при угловой модуляции показывают, что они содержат бесконечно большое число боковых колебаний вида

$$u_n = U_n \cos(\omega \pm n\Omega)\,t.$$

Однако их амплитуды убывают с увеличением номера и при $n \geqslant \beta$ становятся меньше 15% амплитуды несущей, а переносимая ими энергия составляет менее 3%, и столь малыми составляющими практически можно пренебрегать. Поэтому вводят понятие о конечном «практическом» спектре ЧМ колебаний.

При достаточно больших индексах модуляции линии связи с ЧМ обладают повышенной помехозащищенностью по сравнению с АМ

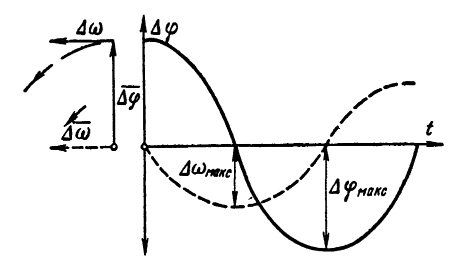


Рис. 4-25. Синусоидально изменяющаяся во времени фаза и угловая частота.

линиями, но при этом ширина спектра ЧМ сигнала получается много больше. Поэтому ЧМ используется, как правило, в УКВ диапазоне, частотное содержание которого достаточно велико.

Фазовая модуляция в настоящее время не имеет самостоятельного значения. Поэтому в дальнейшем будем ставить перед собой только задачу получения ЧМ колебаний. Существуют два принципиально различных пути осуществления ЧМ. При первом способе в одном из промежуточных каскадов производится искаженная фазовая модуляция. Искажения ФМ осуществляются так, что возникающая одновременно ЧМ происходит без искажений. Этот способ получил название *косвенного метода ЧМ*. Второй метод заключается в непосредственном воздействии на частоту задающего генератора и носит название *прямого метода ЧМ*.

Рассмотрим сначала косвенные методы.

Существует несколько способов получения фазово-модулированных колебаний. Один из основных заключен в суммировании колебаний постоянной частоты и амплитуды со сдвинутыми на 90° колебаниями той же частоты, амплитуда которых сначала возрастает, затем уменьшается, проходя через нуль меняет фазу на 180°, и возрастает снова (рис. 4-26, *а*). Это второе колебание представляет собой биения двух боковых амплитудно-модулированных колебаний (см. § 4-2), которые могут быть получены с выхода балансного модулятора. Поэтому блок-схема устройства формирования ФМ колеба-

ний (рис. 4-26, *б*) состоит из задающего генератора, колебания которого подаются на усилитель и через фазовращатель со сдвигом на 90° на балансный модулятор. Сложение колебаний с выходов этих двух каналов создает ФМ колебания.

Пропорциональность между звуковым сигналом, амплитудой боковых АМ сигнала и отклонением фазы сохраняется только при небольших девиациях фазы $\Delta\varphi \leqslant 0{,}5$ рад, поэтому и пропорциональ-

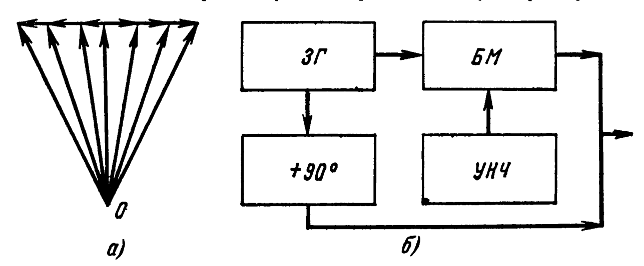


Рис. 4-26. Получение фазово-модулированных колебаний.

ная ей девиация частоты получается небольшой. Для увеличения ее прибегают к многократному умножению частоты, что сильно усложняет схему передатчика. Достоинством данного метода является то, что на задающий генератор не оказывается никакого воздействия и его частота может быть стабилизирована любым известным способом.

Для того чтобы возникающая ЧМ была неискаженной, необходимо исключить зависимость девиации от частоты модулирующего напряжения (4-31). Этого можно достичь, поставив после микро-

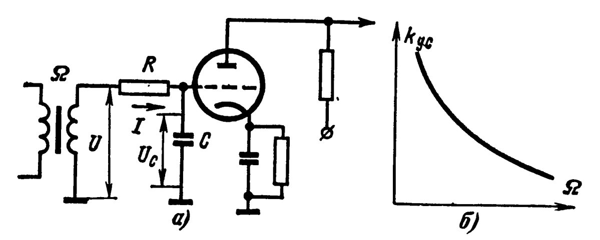


Рис. 4-27. Корректирующий усилитель.

фона корректирующий усилитель низкой частоты с падающей амплитудно-частотной характеристикой. Одна из возможных схем приведена на рис. 4-27. Параметры ее выбраны так, что $R \gg 1/\Omega C$. Под действием напряжения на входе U во входной цепи проходит ток

$$\dot{I} = \frac{U}{R + \dfrac{1}{j\Omega C}} \approx \frac{U}{R}.$$

На сетке (на конденсаторе) он создаст напряжение

$$\dot{U}_c = \dot{I} X_c = \dot{I}\frac{1}{j\Omega C} = \frac{U}{j\Omega RC}.$$

Следовательно, усиление схемы будет обратно пропорционально частоте, что и было необходимо для получения ЧМ.

Косвенные методы используются в основном в стационарных наземных радиостанциях.

Один из основных прямых методов заключается в использовании ламп, выполняющих роль переменных реактивных сопротивлений. Такая *реактивная лампа* подключается к контуру задающего генератора, и изменение ее реактивности приводит к изменению частоты генерируемых колебаний. Лампа будет выполнять роль реактивного элемента, если первая гармоника ее анодного тока окажется сдвинутой относительно переменного напряжения на аноде на 90°. Реактивная лампа находится под переменным напряжением, действующим на контуре задающего генератора (рис. 4-28, *а*). Чтобы создать нужный сдвиг, используют фазосдвигающую цепочку из

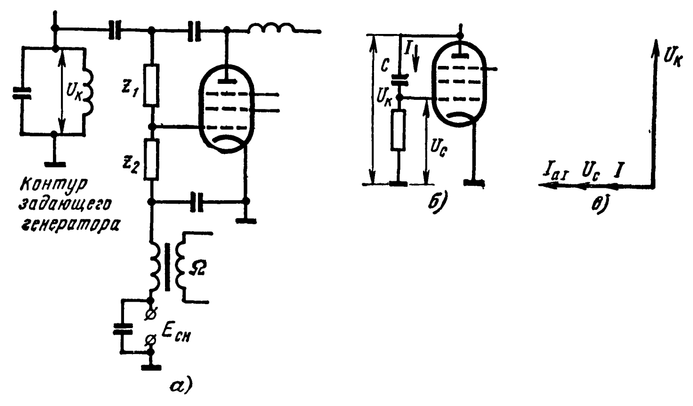


Рис. 4-28. Схема реактивной лампы.

двух сопротивлений Z_1 и Z_2, также присоединенных к контуру. Их общее сопротивление должно быть настолько велико, чтобы цепочка не шунтировала существенно контур. Сопротивление же $|Z_1|$ должно быть много больше $|Z_2|$; одно из них чисто активное, а второе реактивное.

Рассмотрим конкретный пример, когда $|Z_1| = 1/\omega C$, $|Z_2| = R$ и $1/\omega C \gg R$ (рис. 4-28, *б*).

Под действием напряжения на контуре $U_к$ через цепочку потечет ток I, который будет опережать напряжение практически на 90° (рис. 4-28, *в*). Ток создает на резисторе R падение напряжения в той же фазе, а оно, являясь напряжением возбуждения реактивной лампы, будет определять фазу первой гармоники анодного тока. В результате лампа будет эквивалентна некоторой емкости, которую можно изменять, включив в цепь сетки последовательно с источником постоянного смещения вторичную обмотку модуляционного трансформатора. Это изменение произойдет, если будет изменяться средняя крутизна лампы. Последнее может быть достигнуто либо при работе без отсечки на криволинейном участке статической характеристики лампы, либо за счет изменения углов отсечки, поскольку $S_{ср} = S\alpha_1(1 - \cos\psi)$ (см. § 1-3).

Расчеты в согласии с опытом показывают, что с помощью реактивных ламп можно получить девиацию частоты до нескольких процентов от среднего значения.

Реализация данного метода много проще, чем получение ЧМ косвенным методом, но стабильность несущей частоты получается низкой. Опыт показывает, что подключение реактивной лампы снижает стабильность задающего генератора примерно вдвое, а она и без того не велика, поскольку использование кварцевых генераторов здесь исключено. Выходом из положения является использование систем автоматической подстройки, которые компенсируют уходы частоты несущей, имеющие «медленный» (сравнительно с модулирующими напряжениями) характер. Выделение сигнала ошибки производится с помощью частотного детектора и фильтра с достаточно большой постоянной времени.

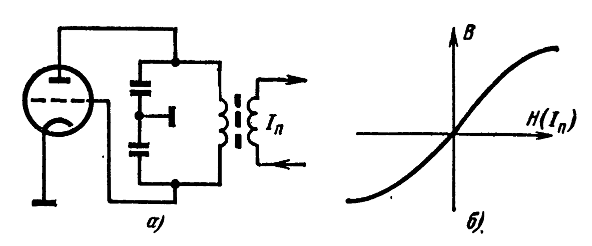


Рис. 4-29. Частотная модуляция с помощью ферровариометра.

В настоящее время разработано еще довольно много прямых методов частотной модуляции; наибольшее применение нашли схемы с использованием ферровариометров и параметрических диодов.

В первом методе используется изменение магнитной проницаемости ферритов при изменении подмагничивающего поля. В контуре задающего генератора ставят катушку с ферритовым сердечником, подмагничиваемым током дополнительной (управляющей) обмотки (рис. 4-29, *а*). Кривая намагничивания феррита имеет *S*-образную форму (рис. 4-29, *б*). Вблизи насыщения магнитная проницаемость близка к нулю, на восходящем участке характеристики она максимальна. Индуктивность же катушки пропорциональна магнитной проницаемости, которая изменяется в широких пределах.

Получению большой девиации частоты при модуляции мешает нелинейность зависимости индуктивности от управляющего тока. Перестройка же в таких системах может изменять частоту в 2—4 раза.

О втором методе будет рассказано в § 6-5.

4-6. ТЕЛЕГРАФНАЯ РАБОТА

Для обеспечения максимальной дальности связи применяется передача сообщений, закодированных в виде дискретных сигналов (посылок). Посылки могут отличаться друг от друга длительностью, частотой или начальной фазой высокочастотного заполнения. В первом случае говорят об амплитудной телеграфной манипуляции; во втором — о частотной и в третьем — о фазовой.

Амплитудную манипуляцию можно рассматривать как частный случай 100%-ной АМ, при которой амплитуда боковых колебаний максимальна. Каскады передатчика могут работать благодаря постоянству амплитуды в оптимальном режиме. Но основной выигрыш достигается за счет узости полосы телеграфных сигналов. Ширина их спектра тем больше, чем меньше длительность телеграфных посылок, которая уменьшается с увеличением скорости передачи сигналов. Наименьшая скорость достигается при ручной передаче сигналов. Опытный оператор способен передать до 150 элементарных посылок в минуту; при этом полоса пропускания приемника, необходимая для удовлетворительного воспроизведения формы телеграфных сигналов, близка к 100 Гц.

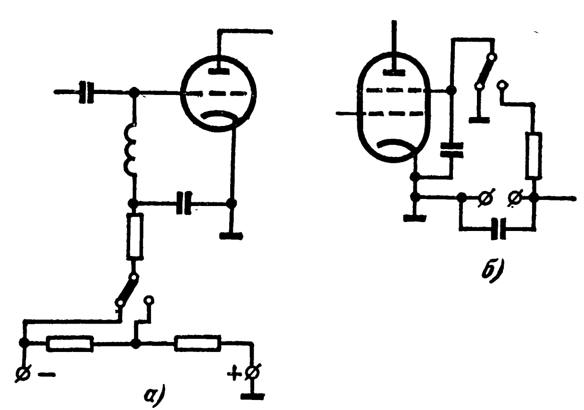


Рис. 4-30. Схема сеточной манипуляции и манипуляции в цепи экранирующей сетки.

При использовании буквопечатающей аппаратуры скорость передачи повышается приблизительно в 3 раза; соответственно полоса возрастает до 300 Гц. Используя быстродействующую аппаратуру, удается повысить скорость передачи еще в 10 раз, что вызывает рост полосы до 3 000 Гц. Голосом невозможно достичь такой скорости передачи информации, а полоса пропускания требуется близкой к 7 000 Гц.

Сужение полосы пропускания приемника уменьшает мощность помех на его входе, повышает отношение сигнал/шум, что позволяет уменьшить мощность передатчика. Наибольший выигрыш достигается при ручной телеграфии.

В триодных генераторах манипуляция, как правило, осуществляется в цепи управляющей сетки.

На рис. 4-30, *а* приведена типовая схема сеточной манипуляции. При нажатии ключа на сетку подается нормальное смещение; при отжатии ключа замыкается второй контакт, через который на сетку подается максимальное напряжение смещения, запирающее лампу.

В тетродных усилителях чаще манипуляцию производят в цепи экранирующей сетки (рис. 4-30, *б*). При нажатии ключа она соединяется с источником напряжения, а при отжатии — с катодом, вследствие чего генератор запирается.

Недостатком обеих схем является резкое изменение тока первой сетки, а следовательно, нагрузки на предыдущий каскад. Чтобы устранить этот недостаток, применяют комбинированные схемы манипуляции изменением напряжений на двух электродах или на двух каскадах.

Важно максимально ограничивать емкости и индуктивности реактивных элементов в цепях коммутации, так как переходные процессы в них могут привести к серьезным искажениям формы посылок. Но в некоторых случаях их специально включают, чтобы несколько скруглить форму импульсов, что уменьшает ширину спектра и способствует более «мягкому» приему телеграфных сигналов на слух.

Широкое распространение в магистральных линиях связи получило в настоящее время *частотное телеграфирование* (ЧТ), которое часто называют «*работой с активной паузой*». Последнее название связано с тем, что пауза при этом заполнена излучением, но на частоте f_2, отличной от частоты излучения во время активной посылки f_1.

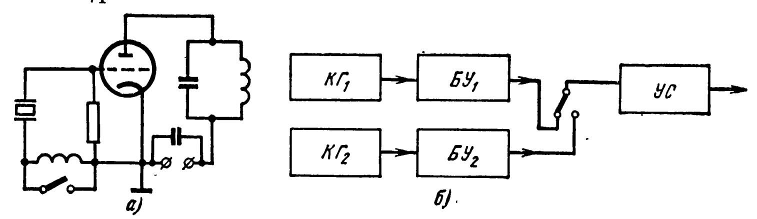


Рис. 4-31. Схемы частотной телеграфии.

Анализ вопросов помехоустойчивости линий связи показывает, что при ЧТ можно получить энергетический выигрыш в несколько раз по сравнению с амплитудной телеграфией.

Осуществление ЧТ может производиться двумя принципиально отличными способами: 1) воздействием на задающий генератор; 2) переключением различных задающих. генераторов. При первом методе не происходит скачка (разрыва) фазы ВЧ колебания; при втором методе фазы колебаний в активной посылке и «паузе» не связаны друг с другом. Это приводит к различию в ширине и структуре спектров колебаний и накладывает особые условия на выбор частот f_1 и f_2. Обычно они отличаются друг от друга на несколько сотен герц. Такое небольшое различие частот заставляет предъявлять жесткие требования к стабильности частоты, которые могут быть удовлетворены только при кварцевой стабилизации.

Для осуществления ЧТ по первому методу обычно с помощью ключа подключают параллельно или последовательно кварцу некоторый реактивный элемент, что и приводит к смещению частоты (рис. 4-31, *а*).

При ЧТ с разрывом фазы с помощью ключа производят переключения двух промежуточных усилителей (рис. 4-31, *б*).

В настоящее время начала внедряться в практику фазовая телеграфия (*ФТ*), поскольку она может обеспечить еще больший энергетический выигрыш, чем АТ и ЧТ. Однако это сопряжено с преодолением серьезных технических и технологических трудностей. Поэтому широкое внедрение ФТ пока еще является делом будущего.

Звуковые колебания и ряд других сигналов полезной информации имеют довольно большую длительность. Если при их передаче возникнет кратковременная пауза (рис. 4-32), мы не заметим ее при приеме. Это связано с инерционностью воспроизводящей аппаратуры и органов нашего восприятия. На аналогичном эффекте основаны покадровые передачи движущихся изображений в кино и телевидении.

Возникает вопрос: сколь часто можно производить перерывы в передаче без существенного ущерба для качества воспроизведения сигнала на приемной стороне? Или иначе: при скольких кратковременных посылках можно восстановить передаваемый сигнал?

Теория и опыт показали, что периодически изменяющийся сигнал может быть восстановлен с достаточной точностью, если

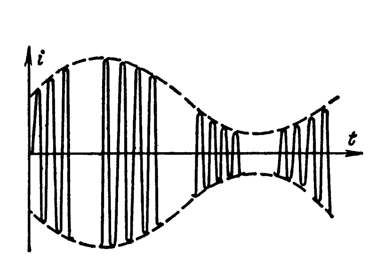


Рис. 4-32. Паузы в передаче амплитудно-модулированного сигнала.

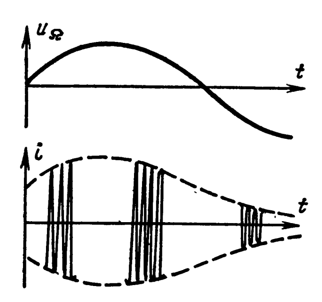


Рис. 4-33. Амплитудно-импульсная модуляция.

за период его изменения он будет передан не менее чем тремя кратковременными посылками. Если передается человеческая речь с высшей частотой 3 400 Гц, то нужно излучать в секунду приблизительно 10 тысяч кратковременных посылок, амплитуда которых пропорциональна значению передаваемого сигнала в момент излучения посылки (рис. 4-33). Этот вид работы называется *амплитудно-импульсной модуляцией* (АИМ).

Длительность посылок обычно составляет единицы или доли микросекунды, поэтому паузы между ними в сотни раз длительнее самих посылок. Это позволяет передавать во время пауз таким же способом другую информацию. Таким образом и строятся *многоканальные радиолинии*, по которым передаются сотни независимых друг от друга сообщений.

Сведения о значениях полезного сигнала могут передаваться не только изменениями амплитуды импульсов, но и вариациями любых других параметров импульсов: их длительности, временного положения или частоты. Эта передача может также осуществляться и путем излучения кодовой посылки, состоящей из нескольких импульсов.

Импульсная модуляция используется не только для связи, но и в радиолиниях другого назначения.

В радиолокации, например, используется излучение радиоимпульсов с постоянной частотой следования. Отношение периода их излучения (практически равного длительности паузы) к длительности импульсов $q = T/\tau$ называют *скважностью*.

Импульсные сигналы обладают широким спектром. Практическая ширина его приближенно может быть оценена соотношением $2\Delta f \approx 1/\tau$. Например, при длительности импульса в 1 мкс (10^{-6} с) ширина спектра составляет 1 МГц. Поскольку обычно приходится иметь дело с импульсами длительностью от единиц до десятых долей микросекунды, ясно, что осуществлять импульсную работу из-за большой ширины спектров можно только в диапазоне СВЧ.

При импульсной работе удается снимать во время импульса с лампы мощность, значительно превышающую значения, которые может отдавать лампа в непрерывном режиме. Это объясняется несколькими обстоятельствами. Во-первых, за время короткого импульса не успевает развиться электрический пробой, что позволяет подавать на лампу повышенные напряжения.

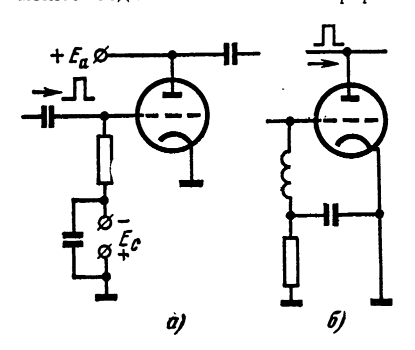


Рис. 4-34. Сеточная и анодная импульсные модуляции.

Во-вторых, высокоэмиссионные катоды (в первую очередь оксидные) обладают явлением импульсной эмиссии. Во время кратковременного импульса их удельная эмиссия во много раз превышает эмиссию в непрерывном режиме.

В-третьих, благодаря тепловой инерции электродов лампы можно рассеивать на них во время импульса мощность, в q раз превышающую предельно допустимые значения, указываемые для непрерывных режимов. Нужно только, чтобы средние мощности за длительное время не превышали этих значений.

В-четвертых, благодаря возрастанию тока в импульсе уменьшается сопротивление нагрузки в граничном режиме, а следовательно, повышается нагрузочная способность генератора и возрастают эффективность его работы и усиление.

Осуществление импульсной работы может производиться путем подачи на сетку генераторной лампы, запертой отрицательным смещением, положительного отпирающего импульса; на аноде при этом все время действует высокое напряжение. Этот вид работы называют *сеточной модуляцией* (рис. 4-34, *а*).

При *анодной модуляции* (рис. 4-34, *б*) на сетке действуют нормальные напряжения, а на анод напряжение подается в виде кратковременного импульса.

При первом способе мощность импульсного модулятора получается много меньше, чем при анодной модуляции, но ему свойствен серьезный недостаток. Дело в том, что сетка, загрязненная оксидом, испаренным катодом, в нагретом состоянии сама является источником электронов, которые идут на анод, находящийся под высоким положительным напряжением; образуется так называемый *термоток*

сетки. Обычно он мал, не более тысячных долей от нормального тока анода, но благодаря тому, что он протекает и во время пауз, которые в тысячи раз длительнее рабочих импульсов, тепловая мощность, выделяемая ими на аноде, соизмерима с мощностью, рассеиваемой во время импульсов. Термотоки при анодной модуляции не протекают, поэтому данный род работы используется значительно чаще.

При модуляции на анод генератора с внешним возбуждением необходимо снимать возбуждающее напряжение или подавать одновременно отрицательный импульс на сетку, иначе резкое возрастание сеточного тока приведет к гибели лампы.

Импульсные модуляторы. Специфика импульсной работы подсказывает рациональный принцип построения импульсных модуляторов. Модулятор с источниками питания будет обладать максимальной компактностью, если за время длительной паузы *реактивный накопитель энергии* (конденсатор или дроссель) будет ее запасать, а затем быстро за время короткого импульса отдавать нагрузке (генератору СВЧ). Индуктивные накопители применяются весьма редко, поскольку они не обеспечивают получение импульсов нужной формы, поэтому далее будут рассмотрены только модуляторы с емкостными накопителями энергии.

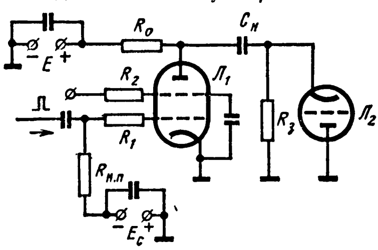


Рис. 4-35. Импульсный модулятор с емкостным накопителем.

Вид схем модуляторов зависит от типа элемента, который используется в качестве *коммутатора* (разрядника).

На рис. 4-35 приведена типовая схема импульсного модулятора с емкостным накопителем, в котором роль коммутатора играет электронная лампа. В данной схеме следует различать две основные цепи: заряда и разряда. Во время паузы лампа-коммутатор $Л_1$ заперта отрицательным смещением на сетке и накопитель $C_н$ заряжается от источника напряжения E через резисторы R_0 и $R_з$. При подаче положительного импульса от подмодулятора на сетку лампы $Л_1$ она открывается и конденсатор $C_н$ разряжается через нее на генератор СВЧ (лампа $Л_2$).

Резистор R_0 играет двоякую роль: с одной стороны, он предохраняет источник от замыкания через малое сопротивление открытого коммутатора; с другой стороны, он препятствует перегрузке коммутатора током источника.

Резисторы R_0 и $R_з$ замыкают цепь заряда и определяют скорость процесса заряда. Поскольку $R_з$ включен параллельно генератору, его сопротивление должно быть много больше внутреннего сопротивления генератора.

В качестве коммутаторов в настоящее время используют специальные *модуляторные импульсные лучевые тетроды* серий ГМИ, снабженные мощными оксидными синтерированными катодами. Для них характерны: большие токи эмиссии в импульсе, малое сопротивление постоянному току (около сотен ом), малые термотоки сетки, большие значения крутизны и малые значения сеточных токов; два последних обстоятельства обусловливают большой коэффи-

циент усиления по мощности. Это имеет значение, поскольку импульсный модулятор фактически работает как усилитель импульсов подмодулятора. Чем больше усиление, тем менее мощным может быть подмодулятор.

Лампы серии ГМИ способны пропускать токи в импульсе, измеряемые десятками ампер, при напряжениях в десятки киловольт.

Использование ламп с большим усилением всегда чревато опасностью возбуждения в усилителе паразитных колебаний. Для того чтобы сорвать их, обычно вносят затухание в те цепи, через которые осуществляются связи входных и выходных цепей. Этой цели служат включенные последовательно в цепях управляющей и экранирующей сеток антипаразитные резисторы R_1 и R_2 с сопротивлением в несколько ом. Резистор $R_{н.п}$ является нагрузкой подмодулятора, на которой выделяется отпирающий импульс.

Для нормальной работы генераторов СВЧ необходимо высокое постоянство напряжения в питающем импульсе. Иными словами, его форма должна быть близкой к прямоугольной, что, конечно, удается получить только с известным приближением. Постоянство напряжения в плоской части импульса может быть обеспечено в рассматриваемом типе модулятора только, если накопительный конденсатор за время импульса будет отдавать лишь небольшую часть накопленной энергии. Такой частичный разряд, как показывает анализ, благоприятен и для получения высокого к. п. д. модулятора.

Использование в качестве коммутатора электронной лампы дает возможность управлять длительностью и формой импульсов, но желание повысить к. п. д. модулятора заставляет искать разрядники с меньшими внутренними сопротивлениями. К таким приборам относятся газоразрядные приборы — тиратроны и полупроводниковые управляемые вентили — тиристоры.

Использование тиратронов имеет тот недостаток, что они работают только на включение: после поджига тиратрона ионы, окружая сетку, нейтрализуют ее поле, и прибор становится неуправляемым. Он может погаснуть только при достаточном снижении анодного напряжения. Это обстоятельство требует использования такой накопительной цепи, которая при разряде сама формирует импульс нужной длительности, приближающийся по форме к прямоугольному.

Наилучшим образом эту задачу можно было бы решить при разряде на согласованную нагрузку отрезка линии, разомкнутой на одном конце. Действительно, наличие на бесконечной линии равномерно распределенного статического заряда можно представить как результат распространения вдоль нее в противоположных направлениях двух волн постоянного напряжения, каждая из которых несет половину напряжения, до которого заряжена линия. При этом результирующий ток равен нулю, а результирующее напряжение — сумме напряжений этих волн (рис. 4-36, *а*).

Если эту линию, разомкнутую в одном конце, замкнуть на согласованное сопротивление $R_н$ (равное волновому сопротивлению линии W), то волна, движущаяся к этому концу, будет поглощаться в нагрузке без отражения, а волна, движущаяся к разомкнутому концу, отразится от него и побежит в обратном направлении (рис. 4-36, *б*) вслед за первой волной. Это создает на нагрузке импульс напряжения, который закончится в момент, когда волна напряжения, движущаяся влево, пройдет линию справа налево и обратно. Таким образом, его длительность

$$\tau = 2l/v, \qquad (4\text{-}24)$$

где l — длина линии; v — скорость распространения волны, которая в воздушной линии практически равна скорости распространения света в свободном пространстве. Амплитуда импульса на нагрузке будет при этом равна половине напряжения, до которого была заряжена линия $U_н = U/2$. Если подставить в формулу (4-24) значение скорости, то можно найти, что для создания импульса длительностью в 1 мкс нужна линия длиной в 150 м. Такое устройство конструктивно неудобно, поэтому отрезок линии заменяют

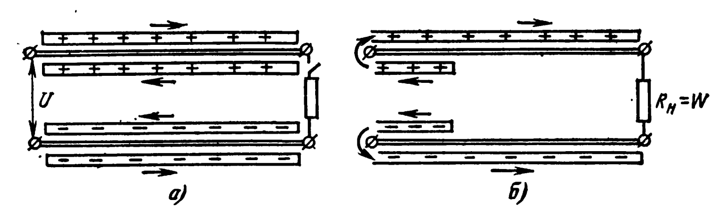


Рис. 4-36. Процессы в линии, разряжаемой на согласованную нагрузку.

близким по свойствам эквивалентом — *искусственной линией*, состоящей из нескольких L, C-ячеек, имитирующих распределенные индуктивности и емкости проводов реальной линии (рис. 4-37, *а*). При достаточном количестве ячеек и определенном выборе их параметров импульс напряжения на согласованной нагрузке близок по форме к прямоугольному (рис. 4-37, *б*). Если сопротивление нагрузки превышает волновое, импульс приобретает ступенчатую форму (рис. 4-38, *а*); если сопротивление нагрузки меньше волнового, напряжение на нагрузке имеет форму знакопеременных импульсов

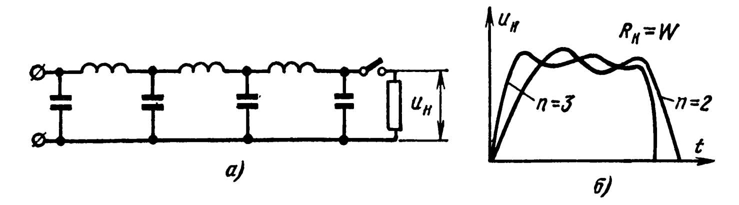


Рис. 4-37. Искусственная линия и формы разрядных импульсов.

с уменьшающимися амплитудами (рис. 4-38, *б*). Поскольку желательно получать на нагрузке прямоугольный импульс, всегда стремятся работать при хорошем согласовании.

На рис. 4-39 приведены схемы импульсных модуляторов с формирующей линией.

В качестве коммутаторов в настоящее время используют *импульсные водородные тиратроны* серии ТГИ. Для них характерны сравнительно малый разброс потенциалов зажигания, уменьшенное время рекомбинации, отсутствие поджига без смещения на сетке и возможность коммутации огромных мощностей в импульсе, достигающих десятков мегаватт (токи до 5 000 А и напряжения в десятки киловольт). Малое сопротивление постоянному току обеспечивает

высокий к. п. д. разрядной цепи. Небольшие напряжения поджигающего импульса и нежесткие требования к его форме и длительности облегчают создание подмодуляторов и обеспечивают большой коэффициент усиления модулятора.

Для заряда накопителя — емкостей искусственной линии — используется переходный процесс в зарядной цепи. Дроссель с фер-

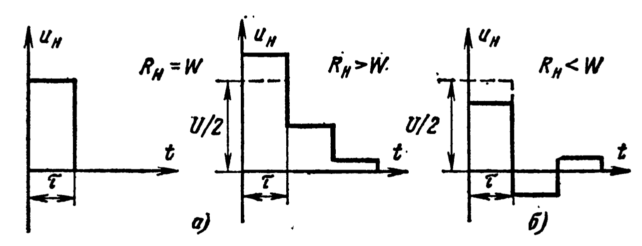


Рис. 4-38. Формы разрядных импульсов при несогласованной нагрузке.

ромагнитным сердечником *Др* (рис. 4-39, *а*) служит не только для разделения источника питания и тиратрона во время прохождения кратковременного импульса, но и определяет характер зарядных процессов. Параметры зарядной цепи выбираются так, что заряд линии происходит по колебательному закону (рис. 4-40, *а*); при этом спустя полпериода после начала процесса напряжение на линии почти вдвое превышает напряжение источника. Если в этот момент поджечь тиратрон, будет получен выигрыш в напряжении источника, компенсирующий двойное уменьшение напряжения на нагрузке при разряде линии. Разряд линии происходит через тиратрон и первичную обмотку импульсного трансформатора (ИТ). Он позволяет

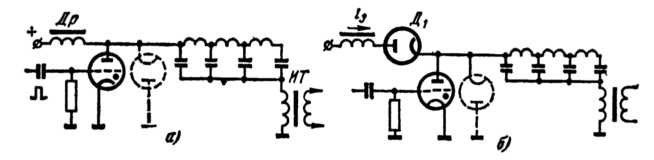


Рис. 4-39. Импульсный модулятор с формирующей линией.

не только увеличить напряжение на нагрузке (на генераторе СВЧ), но и добиться одновременно согласования относительно большого сопротивления генератора (сотни ом) с волновым сопротивлением линии (десятки ом).

Рассмотренный вид работы получил название *резонансного заряда* вследствие того, что частота посылок импульсов при нем равна удвоенной частоте колебаний в зарядной цепи.

Недостаток данного вида работы заключается в необходимости изменения параметров зарядной цепи, если желательно перейти на другую частоту посылок. Правда, можно несколько повысить частоту посылок, но при этом поджиг тиратрона произойдет, когда процесс накопления заряда на линии еще не завершится и ток через

дроссель не будет равен нулю, что может привести к переходу тиратрона в режим непрерывного горения (рис. 4-40, *б*).

Наиболее распространенный способ изменения частоты посылок в модуляторе основан на задержке (фиксации) удвоенного напряжения на линии и поджиге тиратрона в моменты $t > T/2$. Это становится возможным при включении в зарядную цепь диода $Д_1$, который не пропускает обратный ток разряда линии, возникающий при $t > T/2$ (см. рис. 4-39, *б*).

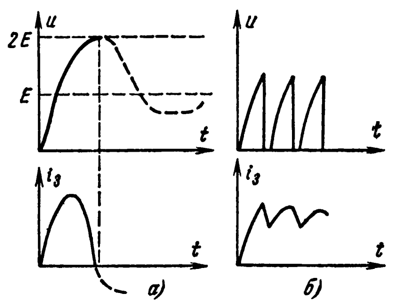


Рис. 4-40. Процессы заряда линии через дроссель.

При пробое в нагрузке во время разряда линия оказывается замкнутой накоротко; происходит полное отражение энергии, и она перезаряжается. Это равноценно включению в цепь последовательно с основным дополнительного источника э. д. с. к началу следующего зарядного процесса, что приводит в следующем зарядном цикле к установлению на линии повышенного напряжения и может вызвать пробой. Чтобы избежать его, параллельно линии включают диод $Д_2$, через который линия разряжается при наличии на ней обратного напряжения.

В настоящее время в относительно низковольтных модуляторах тиратроны заменяют полупроводниковыми управляемыми вентилями — *тиристорами*, имеющими характеристики, аналогичные тиратронным. Современные тиристоры могут коммутировать токи в тысячи ампер в импульсе при напряжениях до 1—2 кВ. Для преодоления их инерционности приходится усложнять схему модулятора.

ГЛАВА ПЯТАЯ

ГЕНЕРАТОРЫ СВЧ СО СКОРОСТНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ ЭЛЕКТРОННОГО ПОТОКА

5-1. ОБЩИЕ ПРИНЦИПЫ РАБОТЫ ГЕНЕРАТОРОВ СВЧ

В конце 30-х годов, когда возникла потребность в освоении диапазонов дециметровых и сантиметровых волн, были разработаны новые типы генераторных и усилительных приборов, основанных на несколько иных принципах, чем те, которые положены в основу работы ламповых схем. Общим для тех и других является принцип преобразования электронами, ускоренными источником постоянного напряжения, части запасенной ими кинетической энергии в энергию высокочастотных колебаний электромагнитных систем (контуров или линий передачи).

Так же, как в ламповых генераторах, нужный энергетический эффект обеспечивается созданием неоднородного электронного потока и такими условиями его прохождения, при которых в тормозящем поле системы проходит больше электронов, чем в ускоряющем.

Отличие от ламп заключается в том, что неоднородный по плотности поток образуется не сразу, а постепенно из однородного потока, в котором одни электроны замедляются, а другие ускоряются. Идея такого метода формирования неоднородного потока была высказана в 1932 г. Д. А. Рожанским. Первую реализацию эта идея получила в приборе, изобретенном в СССР в 1935 г. А. А. Арсеньевой и О. Хайлем. Этот прибор был назван *пролетным клистроном*.

В дальнейшем были созданы приборы других типов, в которых использовался также данный принцип формирования, но при других способах воздействия на поток.

5-2. КЛИСТРОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ И ГЕНЕРАТОРЫ

Пролетные клистроны. На рис. 5-1 представлено схематическое изображение клистрона. *Электронная пушка* состоит из подогревного оксидного катода, фокусирующего (управляющего) электрода, первого и второго анодов. Последние три электрода обычно имеют

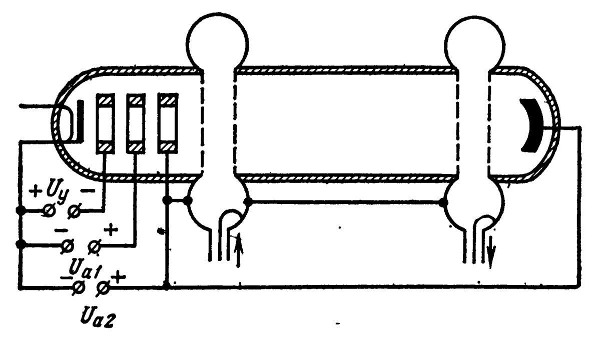


Рис. 5-1. Двухконтурный пролетный клистрон.

форму цилиндров (диафрагм). *Управляющий электрод* соединяется с катодом или находится под небольшим отрицательным потенциалом; основное его назначение — собирать электронный поток в узкий луч. На *второй анод* подается значительное положительное напряжение, под действием которого электроны приобретают значительную скорость (поэтому его часто называют ускоряющим электродом). На *первый анод* подают в 1,5—2 раза меньшее положительное напряжение, потому его потенциал не определяет скорости электронов, но в сильной степени влияет на плотность тока луча.

Выйдя из пушки, электроны летят далее по инерции, поскольку все остальные элементы конструкции находятся под потенциалом ускоряющего электрода. Сначала они попадают в первый объемный резонатор, настроенный на частоту входного сигнала.

Происхождение конструкции резонатора таково: при переходе к более коротким волнам приходится уменьшать емкость конденсатора и индуктивность катушки контура. Уже на метровых волнах конденсаторы состоят из 2—3 пар пластин, а катушки из 4—6 витков. На дециметровых волнах конденсатор состоит из двух пластин, а катушка вырождается в один виток провода (рис. 5-2, *а*). Но собственную частоту контура можно повысить еще более, присоединив

параллельно витку еще один, так как при параллельном соединении индуктивностей результирующая индуктивность уменьшается (рис. 5-2, *б*). Этот процесс можно продолжить, и в пределе будет получено полое металлическое тело, сечение которого показано на рис. 5-2, *в*. В этом резонаторе «конденсаторная» часть выполнена в виде сеток, пропускающих электронный поток. Благодаря большой токонесущей поверхности и экранировке электромагнитного поля стенками резонатора потери в нем очень малы и добротность достигает нескольких сотен и даже тысяч.

К первому резонатору подводится энергия усиливаемого сигнала. В резонаторе возникают колебания, электрическое поле которых между сетками направлено вдоль оси электронного луча. Оно полпериода тормозит, а полпериода ускоряет электроны. Этот процесс носит название *скоростной модуляции потока*. Благодаря тому, что амплитуда напряжения между сетками во много раз меньше постоянного ускоряющего напряжения, плотность потока в резонаторе не меняется.

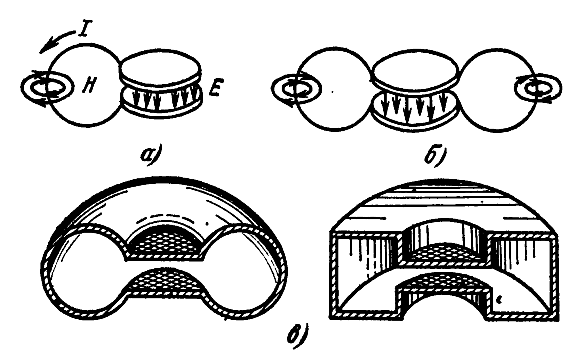


Рис. 5-2. Образование объемного резонатора сантиметрового диапазона.

За резонатором в пространстве дрейфа электроны движутся по инерции. Ускоренные электроны начинают приближаться к электрону, прошедшему резонатор ранее, когда переменное напряжение на нем было равно нулю. Этот электрон называют «*невозмущенным*». К нему же в свою очередь будут приближаться вышедшие ранее и попавшие в тормозящую полуволну поля замедленные электроны, и около этого невозмущенного электрона в потоке образуется *сгусток*. Обратное происходит с невозмущенным электроном, проходившим резонатор, когда поле в нем переходило от ускоряющей к тормозящей фазе. Вышедшие ранее ускоренные электроны уходят от этого невозмущенного электрона вперед, а прошедшие резонатор позже заторможенные электроны все более отстают, и в потоке возникает *разряжение*. Поэтому постепенно в пространстве дрейфа поток становится неоднородным. Этот процесс носит название *модуляции электронного потока по плотности*.

Сгустки электронов попадают во второй резонатор, настроенный на частоту входного сигнала, и передают ему энергию так же, как импульсы анодного тока контуру в триодном генераторе.

После выхода из второго резонатора электроны попадают на *коллектор*.

Степень сгруппированности электронного потока в некоторой точке пространства дрейфа зависит от степени модуляции потока по скорости на выходе из первого резонатора, которая пропорциональна отношению переменного напряжения на нем U_1 к постоянному ускоряющему напряжению U_0. Чем это отношение больше, тем быстрее ускоренные электроны догонят замедленные.

Степень воздействия поля резонатора на движение электронов зависит также от того, сколь долго они пролетают между сетками резонатора. Этот промежуток времени принято характеризовать так называемым *«углом пролета»* — величиной изменения фазы переменного напряжения на резонаторе, которое происходит за это время,

$$\varphi_{прол} = \omega t_{прол} = \omega d/v, \qquad (5\text{-}1)$$

где d — расстояние между сетками; v — скорость электрона.

Если $\varphi_{прол} \to 0$, поле резонатора за время пролета практически не меняется; если оно было, например, ускоряющим, электрон будет только ускоряться, а если $\varphi_{прол} > 90°$, то часть времени он будет ускоряться, а часть — замедляться; если же $\varphi_{прол} = 2\pi$, то он половину периода будет ускоряться, а половину замедляться и результирующее воздействие будет равно нулю. Для оценки влияния конечного времени пролета вводят понятие о *коэффициенте эффективности электронного взаимодействия* M, зависимость которого от угла пролета показана на рис. 5-3. Из сказанного ясно, что следует стремиться по возможности уменьшить угол пролета резонатора. Этого можно достичь увеличением скорости электронов за счет повышения ускоряющего напряжения или за счет уменьшения расстояния между сетками. Последнее ограничивается условиями сохранения электрической прочности; ускоряющие же напряжения в клистронах в ряде случаев достигают сотен тысяч вольт. Очевидно также, что степень группировки электронов в сгустки зависит от пути (пропорционального времени), который проходят электроны за первым резонатором. Один и тот же эффект может иметь место при малом отношении напряжений и большом времени дрейфа l/v_0 (которое чаще характеризуют углом пролета $\omega l/v_0$), с одной стороны, и большом отношении напряжений и малом времени дрейфа, с другой стороны. Поэтому состояние потока определяется произведением этих величин:

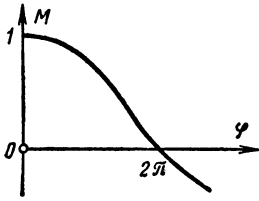


Рис. 5-3. Зависимость коэффициента эффективности взаимодействия электронов с полем резонатора от угла пролета.

$$X = M \frac{U_1}{U_0} \omega \frac{l}{v_0}, \qquad (5\text{-}2)$$

где l — пролетное расстояние; v_0 — скорость невозмущенного электрона. Этот важнейший параметр клистрона принято называть *параметром группирования*.

Второй резонатор — *улавливатель* энергии, устанавливается на определенном расстоянии от первого. Режим работы (параметр

группирования X) выбирают таким, чтобы импульсы тока луча приобретали форму, при которой амплитуда первой гармонической составляющей их в месте установки второго резонатора достигала максимума.

Расчеты показывают, что предельный электронный к. п. д., который может быть при этом получен, составляет 58%. Но к. п. д. по нагрузке получается еще меньше потому, что только половину генерируемой мощности целесообразно передавать из выходного резонатора нагрузке. При большем увеличении связи из-за роста, вносимого в резонатор затухания, напряжение на его сетках падает, ослабляется торможение электронных сгустков и генерируемая мощность уменьшается. Каждая из сеток пропускает только часть электронного потока, в результате чего почти половина электронов

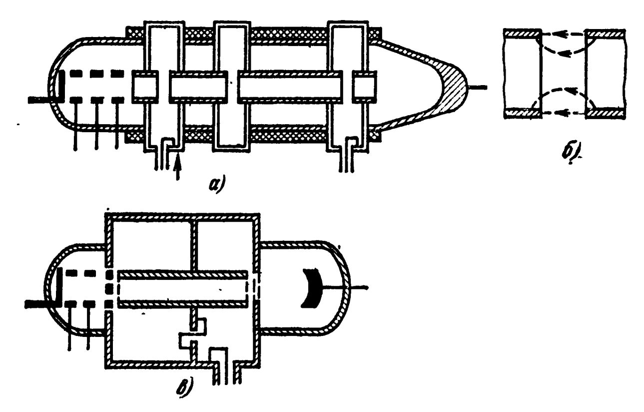


Рис. 5-4. Трехконтурный усилительный клистрон и двухконтурный клистронный автогенератор.

оседает на сетках, прежде чем попадают во второй резонатор.

Благодаря открытию и использованию *принципа каскадного группирования* потока удалось повысить эффективность и усиление клистронов. При каскадном группировании скоростная модуляция потока происходит за счет воздействия на него напряжений на сетках первого и дополнительного резонатора (группирователя), устанавливаемого за первым (рис. 5-4, *а*) в том месте пространства дрейфа, где поток еще слабо сформирован. Этот резонатор ни с чем не связан, поэтому его добротность велика, и между сетками создается интенсивное переменное поле, модулирующее поток по скорости. При определенной настройке дополнительного группирователя его воздействие на поток оказывается во много раз более сильным, чем первого. Это позволяет при той же мощности на выходе уменьшить амплитуду входного сигнала, за счет чего резко возрастает коэффициент усиления прибора. Но этим не ограничивается воздействие второго резонатора на поток. Изменяется форма импульсов тока луча, благодаря чему возрастает содержание в них первой гармоники, увеличивается к. п. д. и генерируемая мощность.

Дополнительный выигрыш в современных клистронах достигается за счет лучшего использования электронного потока благодаря

устранению сеток, роль которых выполняют торцы пролетных труб. Поля рассеяния между ними охватывают пространство, где пролетают электроны (рис. 5-4, *б*), что позволяет осуществлять достаточно эффективное взаимодействие. Кроме того, пролетное пространство окружено соленоидами, создающими сильное продольное магнитное поле, удерживающее электроны от расхождения в поперечном направлении под действием сил электростатического расталкивания. Эти изменения принципа работы и конструкции позволили довести к. п. д. современных клистронов до 40—50%. Коэффициент усиления трехрезонаторных клистронов возрос до 30—40 дБ (в 1 000 — 10 000 раз по мощности).

Добавив еще один промежуточный резонатор, можно получить еще больший выигрыш в усилении. У четырехрезонаторных клистронов коэффициент усиления поднимается до 50 дБ (усиление в 10^5 раз).

В настоящее время имеются 5 и 6-резонаторные клистроны с коэффициентами усиления, достигающими 70 дБ (десятки миллионов раз по мощности). Такими показателями не обладает ни один другой усилительный прибор.

Мощность современных клистронов достигает сотен киловатт в непрерывном и сотен мегаватт в импульсном режимах. Диапазон рабочих частот от 200 до 40 000 МГц.

Недостатком клистронов является сравнительно узкая полоса усиливаемых частот порядка 1%.

Большие коэффициенты усиления удается реализовать благодаря высокой степени развязки входной цепи от выходной, что обеспечивает отсутствие самовозбуждения. Если же, наоборот, желательно создать клистрон-автогенератор, необходимо ввести специальную цепь обратной связи. Это достигается, например, установкой двусторонних петель связи в стенке, разделяющей резонаторы (рис. 5-4, *в*).

Амплитудное условие самовозбуждения сводится к обеспечению достаточной величины обратной связи, а условие баланса фаз представляет собой естественное требование, чтобы колебания, поступающие по цепи обратной связи из второго резонатора, были в фазе с колебаниями в первом резонаторе. Фаза этих колебаний зависит от настройки второго резонатора и времени пролета сгустками пространства дрейфа. Этим временем можно управлять, изменяя ускоряющее напряжение. При нарушении баланса фаз частота колебаний изменится так, чтобы появившиеся новые фазовые сдвиги скомпенсировали сдвиг фаз за счет изменения ускоряющего напряжения. Таким образом, в клистронном автогенераторе имеется возможность производить электронную перестройку частоты.

Диапазон электронной перестройки получается очень узким вследствие того, что с изменением частоты резко падает эффективность взаимодействия потока с полем второго резонатора, который оказывается сильно расстроенным. Это приводит к нарушению условия самовозбуждения по амплитуде. Обычно диапазон электронной перестройки не превышает десятых долей процента.

Отражательные клистроны. Большее распространение в качестве маломощных автогенераторов сантиметровых волн получили более простые — одноконтурные отражательные клистроны. В таком клистроне на некотором расстоянии от резонатора поставлен *электрод-отражатель*, на который подается отрицательное напряжение (рис. 5-5, *а*); на резонатор подается высокое положительное напряжение. Разогнанные этим напряжением электроны проходят сквозь

сетки резонатора. Флюктуации электронного потока возбуждают в резонаторе колебания, и между сетками возникает переменное электрическое поле, модулирующее поток по скорости. Под действием тормозящего поля отражателя электроны поворачивают и проходят через резонатор в обратном направлении. При этом происходит модуляция потока по плотности, так как ускоренные электроны подлетают к отражателю ближе, чем заторможенные. Это приводит к тому, что замедленные электроны, прошедшие резонатор после ускоренных, могут вернуться в резонатор одновременно с ними, образовав сгусток.

Процесс группирования потока пояснен на пространственно-временной диаграмме, приведенной на рис. 5-5, *б*. На ней по оси ординат отсчитывается расстояние электрона от резонатора z, а по оси абсцисс — время. Там же пунктиром показан закон изменения

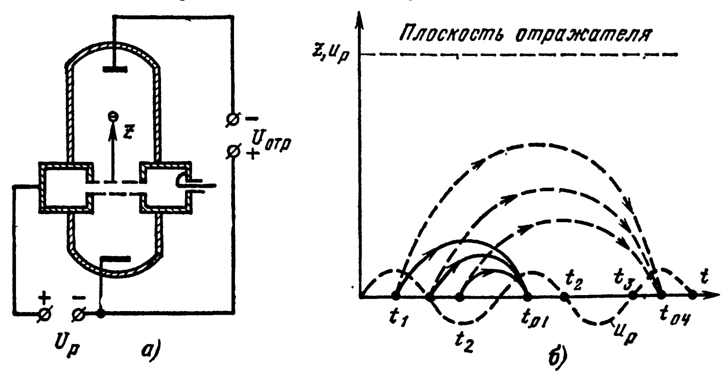


Рис. 5-5. Отражательный клистрон.

напряжения на сетках резонатора. Время пребывания электронов в пространстве дрейфа при данном постоянном напряжении на резонаторе зависит от напряжения на отражателе. При некотором его значении электроны, пролетавшие резонатор от момента t_1 до t_2, будут, собираясь в сгусток, возвращаться в резонатор в момент t_{01}, когда на нем действует максимальное встречное поле (для электронов, летящих в обратном направлении). При этом они будут отдавать энергию резонатору. Его затраты энергии на скоростную модуляцию однородного потока электронов, движущихся в прямом направлении, близки к нулю, поэтому возникает избыточная высокочастотная энергия, которая через элемент связи передается в полезную нагрузку. Если напряжение на отражателе несколько изменить, сгустки будут возвращаться к резонатору не во время действия максимального тормозящего поля, поэтому передача ими энергии резонатору будет ослаблена, и мощность на выходе уменьшится.

Если напряжение на отражателе установить таким, что сгустки будут приходить во время действия ускоряющего для них поля (t_2, t_3 и т. д.), они будут отбирать энергию у резонатора и колебания возникать не будут. Можно так уменьшить напряжение на отражателе, что электроны, подходя ближе к нему, пробудут в пространстве дрейфа дольше и вернутся к резонатору снова в момент действия на

нем максимального тормозящего поля t_{01}, в результате чего генерация снова возникнет.

Отсюда следует, что изменение напряжения на отражателе приводит к возникновению колебаний в некоторых дискретных областях (зонах) значений этого напряжения (рис. 5-6). Центры этих зон определяются тем условием, что угол пролета невозмущенного электрона от резонатора к отражателю и обратно, как это непосредственно видно из рис. 5-5,*б*, равен:

$$\omega t = 2\pi (n - 1/4), \qquad (5\text{-}3)$$

где $n = 1, 2, 3...$ — номер зоны.

Изменение напряжения на отражателе приводит не только к изменению мощности, но и частоты. Действительно, допустим, что сначала напряжение соответствовало центру зоны. При этом сгустки электронов приходили при действии на резонаторе максимального напряжения, и частота их следования определялась частотой собственных колебаний резонатора. Если теперь несколько увеличить напряжение на отражателе, электроны раньше вернутся из пространства дрейфа, и сгусток придет, когда напряжение на резонаторе еще не достигнет максимума. Этот опережающий толчок вызовет опережение результирующего напряжения на резонаторе, что в свою очередь вызовет более ранний приход следующего импульса и т. д., т. е. частота колебаний в генераторе будет возрастать. Однако на некоторой стадии этот процесс остановится из-за возрастания противодействующей реакции резонатора: поскольку он оказывается настроенным на более низкую частоту, напряжение на нем станет отставать по фазе от возбуждающих импульсов тока и тем больше, чем больше частота их следования будет отличаться от собственной частоты резонатора. В генераторе установится частота, при которой уменьшение периода следования импульсов и увеличение отставания по фазе напряжения на резонаторе уравновесят друг друга.

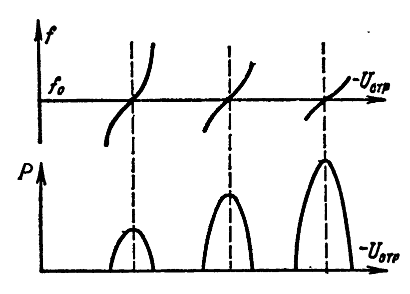


Рис. 5-6. Рабочие зоны отражательного клистрона.

Дальнейшее повышение напряжения отражателя приведет к еще большему повышению частоты. И так будет до тех пор, пока колебания не сорвутся из-за уменьшения эффективности взаимодействия вследствие сильной расстройки резонатора (см. рис. 5-6).

При уменьшении напряжения на отражателе от оптимального значения для данной зоны произойдет уменьшение частоты.

Аналогичные процессы будут происходить и в других зонах генерации. Однако пределы изменения частоты и крутизна характеристики электронной перестройки в разных зонах несколько отличаются друг от друга. Максимальное отклонение частоты не превышает десятых долей процента при крутизне характеристики перестройки в 1—5 МГц/В.

Для работы в диапазоне частот все клистроны имеют также органы механической перестройки, с помощью которых обычно

деформируются гибкие стенки резонатора. Это позволяет изменять частоту до 10—15%, однако такая перестройка весьма груба и не может использоваться часто.

Мощность генерируемых колебаний не превышает нескольких ватт при к. п. д. в несколько процентов. Низкая эффективность прибора обусловила основную область использования отражательных клистронов в качестве электронно-подстраиваемых гетеродинов приемников. Однако они используются и в передатчиках радиорелейных линий связи. Отражательные клистроны — наиболее простой, малогабаритный и дешевый генератор, работающий в диапазонах дециметровых, сантиметровых и миллиметровых волн.

5-3. ГЕНЕРАТОРЫ БЕГУЩИХ ВОЛН

Недостатком клистронных генераторов является узкая полоса усиливаемых частот и малый диапазон электронной перестройки. Причина этого заключена в использовании высокодобротных колебательных систем, обладающих острыми резонансными характеристиками. Очевидно, что, желая создать диапазонные усилители и автогенераторы, необходимо перейти к использованию широкополосных или апериодических электромагнитных систем. К таким системам следует прежде всего отнести согласованные (нагруженные на волновое сопротивление) линии передачи, в которых теоретически на любых частотах с близкими скоростями распространяются бегущие электромагнитные волны.

Переход к таким системам сопряжен с некоторым проигрышем в интенсивности взаимодействия с электронами, поскольку напряженность полей в резонаторах во много раз больше, чем в линиях передачи. Однако этот недостаток можно преодолеть и получить тот же эффект взаимодействия за счет увеличения времени действия слабого поля на электроны. Этого можно достичь, пропуская поток электронов вдоль линии передачи со скоростью, равной скорости распространения волны. Тогда электроны, попавшие в тормозящее поле, будут длительно испытывать торможение, а попавшие в ускоряющее поле будут ускоряться, что создаст сначала скоростную модуляцию потока, которая приведет затем к образованию неоднородного потока.

На пути реализации этой идеи есть два препятствия. Для осуществления предложенного взаимодействия необходимо, чтобы электрическое поле волны имело продольную составляющую, в то время как во всех линиях передачи распространяются волны, у которых имеется только поперечное электрическое поле. Вторая трудность заключается в том, что скорость распространения радиоволн в воздушных линиях передачи почти равна скорости света в свободном пространстве. Разогнать электроны до скоростей, даже близких к этому значению, трудно, так как для этого требуются напряжения в сотни киловольт. Для того чтобы устранить это препятствие, существует практически один выход: создать такую линию передачи, в которой скорость распространения радиоволн в направлении движения потока была бы во много раз меньше скорости света в свободном пространстве. Иными словами, она должна играть роль *замедляющей системы* для электромагнитных волн. Оба затруднения можно преодолеть, используя, например, коаксиальную линию передачи, внутренний провод которой свернут в спираль (рис. 5-7).

Свойства спиральной линии можно понять, упрощенно представив себе, что электромагнитная волна распространяется в ней, последовательно обегая витки спирали со скоростью света. При этом в направлении оси, вдоль которой будет пропускаться электронный поток, волна будет распространяться много медленнее.

На сантиметровых волнах длина провода одного витка соизмерима с длиной волны, поэтому соседние точки двух витков принадлежат в каждый данный момент времени существенно различным точкам волны, т. е. они находятся под различными потенциалами. Разность потенциалов создает между ними переменное электрическое поле, имеющее направление вдоль оси. Часть силовых линий этого поля охватывает пространство внутри, а часть — снаружи витков. Если пропускать электроны вблизи поверхности спирали, они будут взаимодействовать с этой составляющей электрического поля волны, бегущей по спиральной линии.

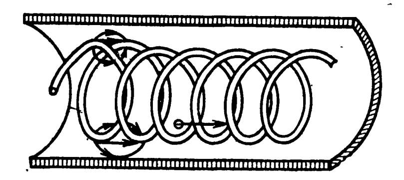


Рис. 5-7. Спиральная коаксиальная линия.

На основании этих идей в начале 50-х годов был создан усилительный прибор, получивший название *лампы бегущей волны* (ЛБВ). На рис. 5-8 приведено схематическое изображение ЛБВ. В левой

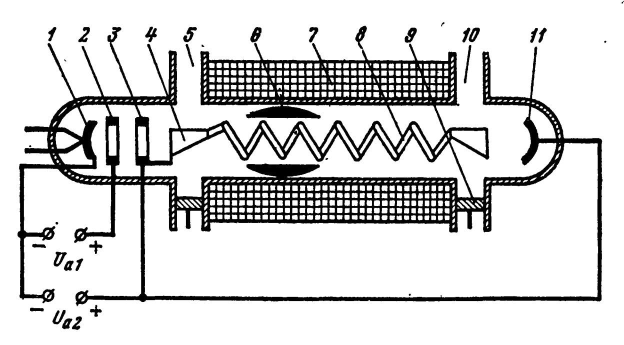


Рис. 5-8. Лампа бегущей волны.

1 — катод; *2* — первый анод; *3* — второй анод; *4* — входная антенна; *5* — входной волновод; *6* — поглотитель; *7* — фокусирующий соленоид; *8* — спираль; *9* — согласующий реактивный шлейф; *10* — выходной волновод; *11* — коллектор.

части вытянутого стеклянного или металлического баллона размещается электронная пушка, создающая цилиндрический или карандашный поток электронов, пролетающих вблизи витков спирали. Прибор имеет коаксиальный или волноводный высокочастотный вход, с которого усиливаемый сигнал поступает на спираль, и такой же выход. На входе и выходе располагаются согласующие перестраиваемые реактивные шлейфы из отрезков короткозамкнутых линий. Коллектор собирает электроны, прошедшие замедляющую систему,

согласованную с нагрузкой. Прибор окружен соленоидом или он находится в поле постоянного магнита, осуществляющего сжатие электронного пучка в поперечном направлении.

Уточним теперь условия работы прибора; в первую очередь это касается необходимой скорости движения электронов. Если скорости электронов v_e и волны $v_в$ будут точно равны друг другу, электроны, попавшие на входе замедляющей системы в тормозящую полуволну, будут замедляться, и их постепенно будет догонять невозмущенный электрон, вошедший в систему позже. В то же время его будут догонять ускоренные электроны, вылетевшие вслед за ним, и вся эта часть потока на некотором расстоянии от входа соберется в плотный сгусток (рис. 5-9, *а*). Наоборот, около невозмущенного электрона, вошедшего в систему после перехода поля на ее входе от ускоряющей фазы к тормозящей, образуется разрежение.

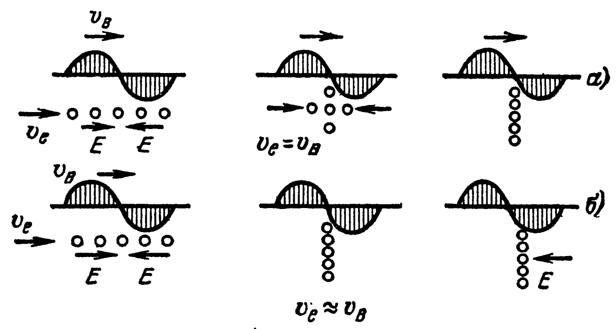


Рис. 5-9. Группирование потока полем бегущей волны при различных соотношениях скоростей.

В рассмотренном случае решается первая часть задачи — создание неоднородного потока, но сгустки формируются у той точки бегущей волны, где нет продольного электрического поля, поэтому передача энергии электронами бегущей волне не произойдет.

Желаемое взаимодействие будет иметь место, если сформированные сгустки попадут в зону действия тормозящего поля волны, которая движется впереди них. Для этого следует установить скорость потока, немного превышающую скорость волны. Тогда в общих чертах характер формирования сгустков останется тем же, но они, постепенно перегоняя волну, войдут в тормозящую полуволну (рис. 5-8) и будут передавать ей энергию за счет уменьшения кинетической энергии, сообщенной им источником постоянного ускоряющего напряжения. Эта передача происходит все время, пока сгусток проходит тормозящую полуволну; если же он перейдет в ускоряющую полуволну, будет происходить передача энергии от волны к электронам. Последнее не следует допускать, поэтому прибор рассчитывается так, чтобы сгустки за время пролета проходили только тормозящую полуволну.

Благодаря тому что на входе поток однороден, на модуляцию его по скорости энергии затрачивается очень мало, поэтому прибор обладает очень большим усилением по мощности, доходящим в некоторых случаях до 60 дБ (т. е. в миллион раз). Однако в первых ЛБВ такое большое усиление осуществить не удалось из-за самовоз-

буждения. Причиной являлось отсутствие точного согласования замедляющей системы с выходным волноводом, вследствие чего часть энергии усиленного сигнала, отразившись от выхода прибора, возвращалась на вход. Возникала обратная связь и, если фаза отраженного сигнала совпадала с фазой сигнала на входе, усилитель самовозбуждался.

Для устранения самовозбуждения в средней части замедляющей системы устанавливают *поглотитель энергии*, ослабляющий энергию проходящих через него волн до 50 дБ. Поскольку отраженная волна ослабляется за счет двукратного прохождения поглотителя, ослабление ее на входе составит уже 100 дБ.

Допустим, что на пороге самовозбуждения ЛБВ имеет без поглотителя усиление в 20 дБ. Введение поглотителя, например, на 40 дБ позволит поднять усиление на 80 дБ без опасности самовозбуждения. Это достигается увеличением числа электронов, участвующих во взаимодействии, т. е. увеличением тока луча. При этом общее усиление сигнала на выходе вместо 20 дБ составит 60 дБ.

Поглотитель может представлять собой, например, углеродистый слой (аквадаг), наносимый на кварцевые стержни, поддерживающие спираль, или керамический науглероженный цилиндр, в котором находятся витки проводов, отсасывающих энергию волны, бегущей по спирали.

Ценным свойством прибора является то, что большой коэффициент усиления сочетается с широкой полосой усиливаемых частот, достигающей 20—30 %. В радиоприемных устройствах используют другое положительное свойство ЛБВ — малый уровень шумов, определяемый применением электронных пушек с высокой степенью однородности потока. Появление ЛБВ позволило создать СВЧ приемники с усилителем высокой частоты на входе.

Широкополосность ЛБВ представляет большую ценность для многоканальных наземных и космических линий связи и телеуправления.

В настоящее время разработаны и мощные ЛБВ на средние мощности в десятки киловатт.

Как и любой усилитель, ЛБВ может быть превращена в автогенератор, если часть энергии с выхода будет возвращаться на вход. Проще всего это достигается путем создания рассогласования на выходе, благодаря чему часть энергии возвращается на вход прибора. Для самовозбуждения необходимо, чтобы амплитуда возвращающейся волны была не менее амплитуды напряжения на входе, возбудившего эту волну. Но, кроме того, необходимо, чтобы эти напряжения совпадали по фазе или отличались на целое число 2π. Последнее условие, с одной стороны, сильно ограничивает возможности перестройки прибора; с другой стороны, оно определяет его многочастотность. Действительно, изменение ускоряющего напряжения изменяет время прохождения сгустками замедляющей системы, а следовательно, и сдвиг фазы наводимого ими тока на выходе прибора относительно фазы волны на входе, следовательно, фазовое условие самовозбуждения на прежней частоте нарушается и происходит переход на новую частоту генерации, для которой оно снова будет выполнено. Компенсация изменения фазовых соотношений происходит за счет изменения электрической длины замедляющей системы на новой частоте и за счет изменения скорости распространения волны вдоль нее. Эти изменения носят сложный характер и, очевидно, согласовать их в общем случае трудно. Поэтому диапазон

электронной перестройки (изменением ускоряющего напряжения) получается довольно узким. С другой стороны, фазовые условия могут выполняться одновременно для ряда различных частот: для одной суммарный фазовый сдвиг может быть равен, например, 6π, для другой 12π и т. д. Вследствие этого в генераторе часто возбуждаются колебания нескольких сильно отличающихся друг от друга частот.

Для получения колебаний только одной частоты и расширения диапазона перестройки часто создают цепь внешней обратной связи (рис. 5-10), в которую включают полосовой фильтр и фазовращатель. Перестройкой фазовращателя можно добиться выполнения фазовых условий самовозбуждения на нужной частоте, а полосовой фильтр препятствует возбуждению побочных колебаний.

Изменение фазы колебаний на выходе ЛБВ при изменении ускоряющего напряжения позволяет использовать ее в качестве электронного фазовращателя. При определенном законе изменения модулирующего напряжения можно получить изменение частоты выходного сигнала на постоянную величину или произвести его частотную модуляцию.

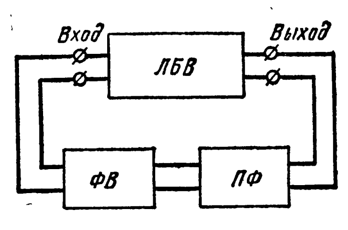


Рис. 5-10. Автогенератор на ЛБВ с внешней обратной связью.

ЛБВ находят также применение в качестве умножителей частоты и для генерации сверхкоротких импульсов.

В качестве же электронно-перестраиваемых в широком диапазоне частот автогенераторов нашли основное применение *лампы обратной волны* (ЛОВ или карцинотроны). В них используется взаимодействие электронов с волной, движущейся по замедляющейся системе навстречу им. В обычной замедляющей системе, где амплитуда продольной составляющей электрического поля волны во всех ее точках одинакова, такое взаимодействие не дает ощутимого результата, поскольку электроны быстро переходят из ускоряющего поля в тормозящее и наоборот. Однако возможность эффективного взаимодействия появляется, если использовать *неоднородную замедляющую систему,* в которой участки, где существует интенсивное продольное электрическое поле, периодически сменяются участками, где оно отсутствует (рис. 5-11, *а*). Примером такой системы служит гребенчатая линия, которая может быть образована из двухпроводной линии путем сгибания одного провода в периодически следующие зубцы (рис. 5-11). Замедление достигается в ней за счет «обегания» волной зубцов и впадин. Поскольку волна на «входе» и «выходе» впадины имеет разные фазы, между ее краями создается разность потенциалов, порождающая электрическое поле продольного направления, чего нет под зубцами. На рис. 5-11, *б* показана структура электрического поля и график распределения амплитуд его продольной составляющей по длине линии.

Каждую впадину можно рассматривать как отрезок короткозамкнутой двухпроводной линии, который, как известно, представляет собой резонатор с собственной волной, в 4 раза превышающей его длину. Поэтому данная система представляет собой цепочку резонаторов. Обтекая их, волна тока создает на каждом резонаторе

напряжение, сдвинутое по фазе относительно тока на угол, зависящий от разности частот колебаний и собственной частоты резонатора. Отсюда следует, что *фазовая скорость волны*, т. е. скорость перемещения данной фазы волны вдоль линии, зависит от частоты. Это свойство называют *дисперсией,* а зависимость фазовой скорости (или замедления) от частоты — *дисперсионной характеристикой* замедляющей системы.

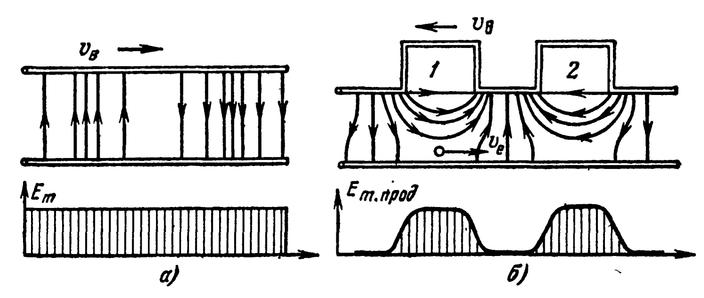


Рис. 5-11. Однородная и неоднородная линии передачи и распределение амплитуд напряженности электрического поля по их длине.

Допустим, что в начальный момент под впадиной *1* действует продольное тормозящее поле, под впадиной *2* — ускоряющее и т. д. Если электроны движутся навстречу волне слева направо и скорости волны и электронов одинаковы, то под всеми впадинами, где продольное поле максимально, они будут испытывать торможение. С ускоряющим полем электроны должны были бы встретиться под зубцами, но там продольного поля нет. Поэтому, испытывая такое прерывистое воздействие, электронный поток окажется промодулированным по скорости, что приведет затем к модуляции его по плотности и

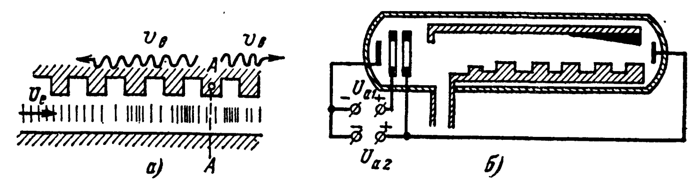


Рис. 5-12. Возбуждение колебаний в лампе обратной волны и конструкция лампы.

передаче сгруппированным потоком энергии волне. Механизм взаимодействия здесь аналогичен тому, который используется в ЛБВ.

Как же происходит возбуждение колебаний в ЛОВ? Допустим, что в некоторый момент времени в сечении *АА* замедляющей системы (рис. 5-12) возникла электрическая флюктуация. От точки, где произошло возмущение, в обе стороны станут распространяться слабые электромагнитные волны самых различных частот *. Скорости

* Так, при грозовом разряде, мы слышим треск в приемниках, настроенных на самые различные частоты, что свидетельствует о возникновении волн различной длины.

их распространения вдоль системы зависят от их частот, и среди них найдется такая волна, для которой будет выполнено условие

$$v_в = - v_e. \qquad (5\text{-}4)$$

Как было показано, такая волна будет модулировать встречный поток по скорости, а затем по плотности, а он будет в свою очередь передавать энергию волне. Такое взаимодействие приведет к нарастанию амплитуды колебаний до тех пор, пока возрастание потерь с одной стороны, и прекращение увеличения плотности сгустков из-за взаимного расталкивания электронов, с другой стороны, не приведут к установлению стационарного режима.

Из этого рассмотрения следует, что встречное движение потока и волны создает в приборе естественную обратную связь, приводящую к самовозбуждению. Конечно, следует оговориться, что оно произойдет только в том случае, если эта обратная связь будет достаточно интенсивна, а это будет тогда, когда в процессе взаимодействия начнет участвовать достаточно большое число электронов. Поэтому существует некоторый минимальный, так называемый *пусковой ток*, при котором генератор возбуждается.

Изменяя скорость электронов путем изменения напряжения на ускоряющем электроде, достигают выполнения условия (5-4) на другой частоте. Таким образом, в приборе осуществляется электронная перестройка в широком диапазоне частот. В среднем можно частоту изменять подобным образом в 2 раза.

В отличие от ЛБВ амплитуда волны нарастает здесь к катодному концу замедляющей системы, поэтому там и располагают высокочастотный вывод (рис. 5-12, *б*). Поглотитель же устанавливают у коллекторного конца. Он должен поглощать волны, отраженные от нагрузки прибора (при отсутствии идеального согласования). Отраженная волна проходит прибор в обратном направлении и в отсутствии поглотителя, отразившись от коллекторного конца замедляющей системы, пойдет к выходу, накладываясь на волну, рождающуюся в приборе. Это сложение может привести либо к увеличению, либо к уменьшению выходной мощности в зависимости от разности их фаз. При изменении рабочей частоты эти фазовые сдвиги изменяются, поэтому без поглотителя амплитудно-частотная характеристика получается чрезвычайно неравномерной.

Достоинством ЛОВ является высокая крутизна характеристики электронной перестройки. Изменение ускоряющего напряжения на 1% вызывает изменение частоты на сотни килогерц и даже на единицы мегагерц. Однако это же обстоятельство требует высокой степени постоянства питающих напряжений.

Рассмотренные выше типы ЛБВ и ЛОВ, в которых происходит преобразование кинетической энергии электронов в энергию волны (их относят к приборам типа О), обладают относительно низким к. п. д. Это связано с тем, что передача электронами значительной доли кинетической энергии сопряжена с большой потерей их скорости, а следовательно, с нарушением условия синхронизма. Приборы типа О в принципе могут работать без магнитного поля. Однако оно часто используется для сжатия пучка электронов в поперечном направлении.

Значительно более высокий к. п. д., чем у ламп типа О, может быть получен в приборах с бегущими волнами, в которых электроны пролетают пространство взаимодействия в скрещенных постоянных электрическом и магнитном полях. Эти приборы относят к типу М.

5-4. ГЕНЕРАТОРНЫЕ И УСИЛИТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ С БЕГУЩИМИ ВОЛНАМИ ТИПА М

Особенности взаимодействия электронов с волной в приборах типа М. Чтобы выяснить особенности работы ламп данного типа, необходимо прежде всего познакомиться с движением электронов в скрещенных постоянных электрическом и магнитном полях. Допустим, что имеется система двух плоских электродов, между которыми действует однородное электрическое поле напряженностью E (рис. 5-13), а перпендикулярно плоскости чертежа проходят силовые линии однородного магнитного поля напряженностью H.

Если в начальный момент времени электрон находится в точке *1* поверхности минимального потенциала (катод), то под действием сил электрического поля F_E он станет двигаться в направлении поверхности максимального потенциала (анод). Однако, приобретая некоторую скорость в этом направлении, он станет испытывать силовое воздействие магнитного поля F_L, которое согласно «правилу левой руки» будет направлено перпендикулярно вектору его скорости и магнитному полю, т. е. оно будет стремиться отклонить электрон вправо (рис. 5-13, *а*). Поэтому, спустя некоторое время, электрон окажется в точке *2*, а вектор результирующей скорости будет отклонен несколько вправо. В этой точке на него будет действовать, кроме электрического поля, магнитное поле с силой, направленной уже к плоскости минимального потенциала. Проследив далее путь движения электрона, можно заключить, что он через некоторое время вернется к поверхности минимального потенциала. Однако это будет не всегда. Чем больше отношение напряженностей электрического поля к магнитному, тем меньше искривляются траектории и при некотором соотношении полей, называемом *критическим*, электроны касаются поверхности высшего потенциала. При дальнейшем увеличении этого отношения все электроны будут достигать поверхности высшего потенциала. При сложном движении электронов (когда $H > H_{кр}$) происходят периодические переходы одного вида энергии в другой. В момент вылета электрон обладал максимальной потенциальной энергией и нулевой кинетической. В верхней части траектории его потенциальная энергия минимальна, зато скорость, а следовательно, и кинетическая энергия максимальна. При возвращении на нижнюю поверхность происходит обратное преобразование.

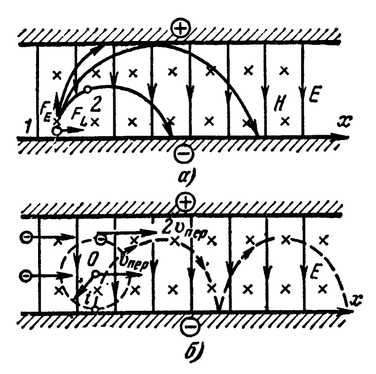


Рис. 5-13. Движение электрона в скрещенных постоянных электрическом и магнитном полях.

Анализ показывает, что движение электронов происходит по циклоиде — кривой, которую описывает точка на ободе колеса, катящегося по плоскости минимального потенциала с постоянной, *переносной скоростью*, пропорциональной отношению E/H (рис. 5-13, *б*). Если электроны вылетают со всей поверхности минимального

потенциала, то в то время как одни из них будут, двигаясь с ободом «колеса», подниматься вверх, другие будут опускаться вниз. Поэтому результирующего движения облака электронов в вертикальном направлении наблюдаться не будет, и оно будет перемещаться вдоль продольной оси x с постоянной средней скоростью, равной переносной скорости электронов.

Такой же эффект будет иметь место, если впрыскивать (инжектировать) электроны с торца плоского диода по касательной к ободу «колеса» со скоростью, равной удвоенной переносной скорости. Именно такую скорость имеют там электроны, если они поднимаются с нижней плоскости. Следовательно, они ничем не будут отличаться друг от друга, и дальнейшее их движение будет одинаковым.

Теперь рассмотрим характер движения электронов в том случае, когда ортогональные постоянные поля действуют в замедляющей системе, вдоль которой распространяется бегущая волна со скоростью, равной переносной скорости электронов (рис. 5-14). Для упрощения рисунка обозначения магнитных силовых линий опускаем. Считаем, что нижняя поверхность является катодом, эмиттирующим электроны.

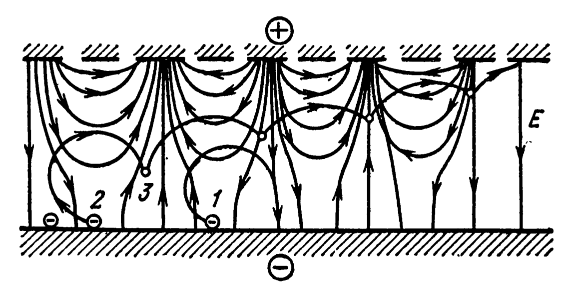


Рис. 5-14. Взаимодействие электронов с бегущей волной в скрещенных постоянных электрическом и магнитном полях.

Благодаря равенству переносной скорости электронов и скорости волны поступательного движения электронов относительно волны за одиночный цикл не будет. И его движение ограничится только вращением по окружности в том участке ее, который проходил над электроном в момент вылета.

Электрон *1* (рис. 5-14) вылетает с поверхности катода, когда над ним находится максимальное ускоряющее продольное поле. На взлете продольная составляющая его скорости направлена против продольного поля волны, и он испытывает торможение. В верхней части траектории и при спуске он, наоборот, испытывает ускоряющее действие продольной составляющей поля волны. Торможение в нижней части траектории будет меньше ускорения в верхней, где продольная составляющая поля сильнее. Поэтому электрон получает избыточную энергию от высокочастотного поля и, возвращаясь на катод, бомбардирует его поверхность, растрачивая полученную энергию на нагрев катода.

Электрон *2* вылетает с поверхности катода, когда над ним находится максимальное тормозящее продольное поле. На взлете он испытывает ускоряющее действие продольной составляющей поля волны,

а в верхней части значительно большее тормозящее воздействие. Благодаря этому его энергия уменьшается, он не может вернуться на катод и останавливается в некоторой точке *3*. Сюда же перемещается и максимум тормозящего поля волны, и процесс повторяется. Таким образом, электрон будет двигаться по сложной петлеобразной траектории, постепенно приближаясь к аноду. На каждом витке, взаимодействуя с высокочастотным полем, он будет терять часть своей потенциальной энергии, за счет чего будет возрастать энергия волны. Средняя же кинетическая энергия, определяемая переносной скоростью потока, остается неизменной, поскольку она определяется отношением напряженностей постоянных ортогональных полей E/H.

На последнем витке электрон ударяется о поверхность анода и растрачивает остаток своей энергии на его нагрев. Для уменьшения этих потерь надо, чтобы на последнем витке остаток энергии электрона был минимален. Это будет иметь место, если до удара об анод электрон совершит максимальное число петель и передаст волне бо́льшую часть энергии, которой он обладал на катоде. Это произойдет, если радиус петель будет минимальным. Последнее зависит от напряженности магнитного поля: чем оно сильнее, тем сильнее его искривляющее воздействие на траекторию и меньше радиус петель. Поэтому, чем сильнее магнитное поле, тем выше к. п. д. и меньше нагрев анода.

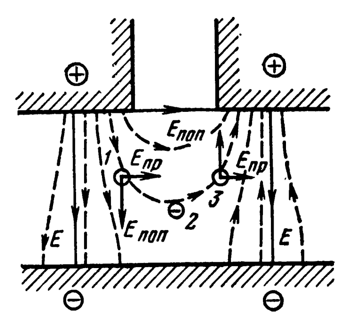


Рис. 5-15. Фокусирующее действие поперечной составляющей электрического поля волны.

С увеличением напряженности магнитного поля H необходимо пропорционально увеличивать напряженность электрического поля для того, чтобы переносная скорость электронов оставалась неизменной.

Поскольку в приборах типа М не происходит нарушения условия синхронизма, к. п. д. может быть получен в принципе сколь угодно близким к единице, что и определяет преимущество данных приборов в эффективности по сравнению с приборами типа О.

В приборах типа М высокочастотное поле сортирует электроны: те, которые отбирают энергию у волны, на первом же витке возвращаются на катод, и в пространстве взаимодействия остаются только «полезные» электроны, отдающие свою энергию волне.

Иначе, чем в приборах типа О, происходит и собирание потока в сгустки. Чтобы уяснить это, рассмотрим воздействие поперечной составляющей поля волны на электроны, летящие вдоль системы (рис. 5-15). Электрон *1*, отставший от электрона *2*, летящего в максимальном тормозящем продольном поле, попадает в тот участок поля волны, где поперечная составляющая ее электрического поля направлена в ту же сторону, что и постоянное электрическое поле. Увеличение напряженности поля приводит к возрастанию скорости электрона, и он будет догонять электрон *2*. Легко видеть, что обратное происходит с электроном *3*, летящим впереди электрона *2*. Отсюда видно, что поток собирается в сгустки благодаря действию поперечной составляющей поля волны и это собирание происходит в том

месте, где действует максимальное тормозящее поле, т. е. там, где происходит наиболее эффективная передача электронами энергии волне.

Лампа бегущей волны типа М. Конструкцию усилительной ЛБВ типа М (рис. 5-16, *а*) можно рассматривать как результат сворачивания замедляющей системы в кольцо. Лампа помещается в постоянное магнитное поле, силовые линии которого направлены перпендикулярно плоскости чертежа. Обычно используется *встречно-штыревая замедляющая система*, которая напоминает изогнутый змейкой волновод с отверстиями для пропускания электронного потока (рис. 5-16, *б*). Ее можно также рассматривать как две гребенчатые линии, вставленные друг в друга. Пространство взаимодействия, где действует постоянное электрическое поле, образуется

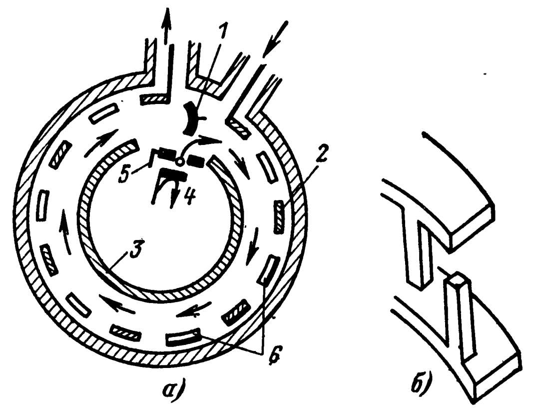


Рис. 5-16. Усилительная ЛБВ типа М.

1 — коллектор; *2* — штыри замедляющей системы; *3* — холодный катод; *4* — катод; *5* — управляющий электрод; *6* — поглотитель.

встречно-штыревой замедляющей системой и кольцевым электродом, так называемым *холодным катодом*, который не эмиттирует электроны. Поток электронов, испускаемый катодом, движется к управляющему электроду, на который подается положительное напряжение; под действием магнитного поля электроны отклоняются вправо и входят с торца в пространство взаимодействия. Поля подбираются так, чтобы начальная скорость потока соответствовала переносной скорости в пространстве взаимодействия, благодаря чему поток движется далее вдоль кольцевой замедляющей системы. Часть электронов, отдающих энергию потоку, оседает на штырях замедляющей системы, остальные попадают на коллектор. Роль поглотителя та же, что и в лампе типа О. Приборы данного типа имеют усиление до 40 дБ при мощностях до десятков мегаватт в импульсе и к. п. д., близким к 50%. Полоса усиливаемых частот составляет 20—30%.

Лампа обратной волны типа М. ЛОВ типа М очень близка к рассмотренной конструкции, но у нее отсутствует один высокочастотный вывод, и поглотитель располагается у коллекторного конца замедляющей системы (рис. 5-17, *а*).

Изменение напряжения между холодным катодом и встречно-штыревой системой приводит к изменению переносной скорости электронов и переходу на новую частоту генерации, для которой будет выполнено условие (5-4). Электронная перестройка дает возможность изменять частоту в приборе данного типа приблизительно на 50% при почти прямой пропорциональности изменений частоты ускоряющему напряжению. Мощность и к. п. д. имеют примерно тот же порядок, что и у ЛБВ типа «М».

Недостатком прибора является одновременная генерация множества побочных колебаний, лежащих в областях как более низких, так и более высоких частот относительно частоты основного колебания (рис. 5-17, *б*). В некоторых случаях характеристика электронной перестройки имеет разрывы. В настоящее время ведутся работы по устранению этих недостатков, которые в известной мере препятствуют широкому использованию данного прибора.

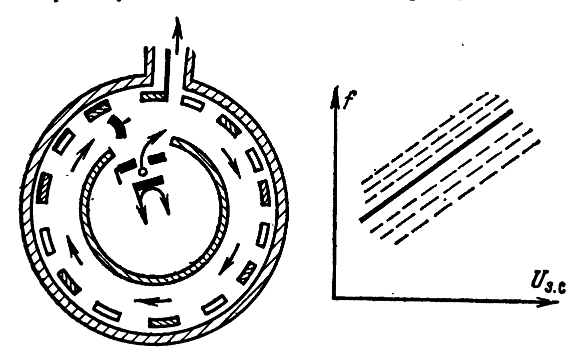


Рис. 5-17. Лампа обратной волны типа «М».

Характерной особенностью ЛОВ является *разомкнутость замедляющей системы* (начинающейся у поглотителя и заканчивающейся у в. ч. выхода) и *разомкнутость электронного потока* (начинающегося у катода и заканчивающегося на коллекторе). Это не накладывает никаких дополнительных условий на скорости движения электронов, волны и частоту колебаний. Именно этим и объясняется широкий диапазон электронной перестройки.

Вместе с тем наличие коллектора, электронной оптики и вынесенного из пространства взаимодействия катода усложняет конструкцию прибора и не позволяет использовать катоды с большой эмиттирующей поверхностью. Этот недостаток устраняется в модификации ЛОВ «М», называемой *карматроном*. В карматроне используется мощный цилиндрический оксидный катод, расположенный в центре прибора, поверхность которого играет также роль второго провода замедляющей системы, а коллектор отсутствует (рис. 5-18). Благодаря этому электронный поток становится замкнутым: сгустки подобно спицам колеса вращаются вокруг катода. Чтобы характер формирования сгустков не изменялся после обхода замедляющей системы, необходимо, чтобы после такого обхода сгустки попадали в фазу электрического поля волны, с которой они начинали обход. В противном случае произойдет переформирование потока, на что будет затрачиваться часть энергии волны, одновременно ухудшится эффектив-

ность взаимодействия. Это *условие замкнутости* сводится к тому, что за время обращения сгустков вокруг катода должно пройти целое число периодов колебаний. Данное дополнительное условие сужает возможности электронной перестройки прибора: характеристика перестройки приобретает разрывный характер, а диапазон сокращается до 10—15%.

Магнетронные генераторы. В 1936 г. советские ученые Н. Ф. Алексеев и Д. Е. Маляров разработали автогенератор СВЧ с бегущими волнами типа М, в котором свернутая в кольцо замедляющая система была лишена поглотителя. Благодаря этому она становилась замкнутой. Эта особенность накладывает еще одно дополнительное условие на работу автогенератора, неизбежно приводящее к еще большему сужению возможности электронной перестройки.

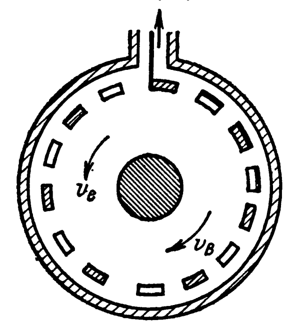
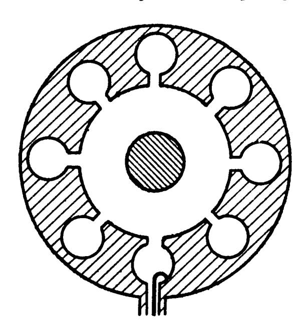


Рис. 5-18. Карматрон.


Рис. 5-19. Магнетрон.

Замедляющая система магнетрона (рис. 5-19) сотоит из четного числа резонаторов, имеющих вид цилиндрических отверстий, соединенных с пространством взаимодействия узкими щелями. Эти щели можно рассматривать как конденсаторы резонаторов, индуктивная часть которых образуется цилиндрическими поверхностями, которые как бы являются витками, выполненными из широкой ленты. Один из резонаторов соединяется петлей связи через коаксиальный вывод с нагрузкой.

Для бегущей волны каждый резонатор представляет определенное сопротивление, зависящее от частоты. Поэтому напряжения, возникающие на резонаторах при прохождении бегущей волны тока, сдвинуты относительно друг друга на некоторый угол $\Delta\varphi$, зависящий от собственной частоты резонаторов и частоты возникающих колебаний. Обходя замедляющую систему по замкнутой окружности, мы вернемся к тому же резонатору, с которого начали обход, поэтому сумма фазовых сдвигов должна равняться целому числу 2π радиан. Следовательно, условие замкнутости замедляющей системы имеет вид:

$$N\Delta\varphi = 2\pi n, \tag{5-5}$$

где N — число резонаторов; n — любое целое число.

Это условие определяет возможные сдвиги фаз колебаний в соседних резонаторах, а поскольку они зависят от частоты, то и возможные частоты колебаний в данной системе. Таким образом, это новое условие приводит к тому, что в генераторе могут возбуж-

даться колебания только некоторых фиксированных частот. При четном числе резонаторов, как нетрудно убедиться на простых примерах, фазовые сдвиги при $n > N/2$ начинают повторяться. Следовательно, повторяются и соответствующие им частоты колебаний. Иными словами, возможно возбуждение колебаний только с номерами $n = 1, 2 \ldots N/2$. Какие из них возбудятся реально, определяется выполнением условия синхронизма $v_e = v_в(\omega)$. Расчеты показывают, что скорость распространения волны вдоль замедляющей системы магнетрона уменьшается с ростом частоты, как показано на рис. 5-20. Сдвиг фаз $\Delta\varphi$ можно также рассматривать как результат запаздывания волны при прохождении ею одной ячейки замедляющей системы

$$\Delta\varphi = \omega L / v_в = 2\pi n / N,$$

где L — длина ячейки.

Отсюда скорость волны должна отвечать условию:

$$v_в = \frac{LN}{2\pi n}\,\omega. \qquad (5\text{-}6)$$

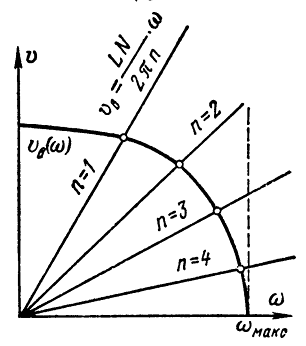


Рис. 5-20. Определение возможных типов волн и их длины в магнетроне.

Эта зависимость отражается на рис. 5-20 семейством прямых с различным наклоном, возрастающим с увеличением номера колебания. Точки пересечения этих прямых с графиком $v_в = f(\omega)$ для замедляющей системы удовлетворяют обоим зависимостям и определяют возможные частоты автоколебаний. Одновременно определяются соответствующие им скорости волн и переносные скорости электронов, которые должны быть получены для возбуждения колебаний различных типов (с различными фазовыми сдвигами $\Delta\varphi_n$). Отсюда следует, что для возбуждения колебаний желаемого вида следует устанавливать вполне определенное отношение напряженностей электрического и магнитного полей. Обычно в магнетроне возбуждают колебания с номером $n = N/2$, при которых $\Delta\varphi = \pi$. Этот вид колебаний называют *противофазным* из-за противоположных фаз колебаний в соседних резонаторах.

Возникает вопрос: означает ли все это, что малейшее отклонение от «синхронных» значений анодного напряжения (магнитное поле, как правило, создается постоянными магнитами) приведет к срыву колебаний? Опыт показывает, что этого не происходит, что объясняется, с одной стороны, тем, что магнетрон представляет собой цилиндрическую конструкцию, в которой напряженность электрического поля в пространстве взаимодействия меняется от катода к аноду. С другой стороны, изменение анодного напряжения приводит к изменению плотности электронного потока. Проходя мимо резонаторов, он шунтирует их своей проводимостью и вносит в них некоторые активное и реактивное сопротивление, а это приводит к изменению скорости распространения волн вдоль замедляющей системы (зависимость $v_в = f(\omega)$ смещается). В результате происходит некоторое изменение генерируемой частоты (порядка 10^{-3}). Данное явление получило название *электронного смещения частоты.*

Отсутствие электронной перестройки является существенным недостатком магнетронов; преимуществом же их является высокое значение к. п. д., достигающее 60% и более. Генерируемые мощности достигают десятков мегаватт в импульсном режиме.

Из рассмотрения этих основных типов генераторов СВЧ следует, что каждый из них обладает перед другими какими-то преимуществами, а в чем-то проигрывает остальным. Это привело к идее построения гибридных приборов, которые могли бы совмещать положительные стороны генераторов различных типов. В этом направлении ведется широкий фронт работ. Одним из удачных примеров полученных решений является *твистрон*, имеющий входную часть клистронного типа, а выходную — типа ЛБВ. Прибор обладает высоким коэффициентом усиления, характерным для клистрона, и широкой полосой, свойственной ЛБВ.

ГЛАВА ШЕСТАЯ

ПРИМЕНЕНИЕ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРОВ В РАДИОПЕРЕДАЮЩИХ УСТРОЙСТВАХ

6-1. ОСОБЕННОСТИ МОЩНЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

Появление достаточно мощных транзисторов позволяет уже сейчас выпускать полностью полупроводниковые передатчики с мощностью около сотен ватт в диапазоне КВ и десятков ватт в диапазоне УКВ. Отсутствие накала, большой срок службы, высокая механическая прочность приборов привели к созданию экономичных, малогабаритных и высоконадежных устройств.

Общие принципы работы типичных каскадов транзисторных передающих устройств не отличаются от принципов действия аналогичных ламповых схем, однако в использовании транзисторов имеются некоторые особенности, которые необходимо отметить.

Статические характеристики транзисторов по коллекторному напряжению очень близки к характеристикам пентодов; характеристики же по базовому напряжению отличаются тем, что базовый и коллекторный токи возникают практически при одинаковом напряжении на базе (рис. 6-1) *. По этой причине транзисторные каскады в отличие от ламповых не могут использоваться без тока базы (т. е. в буферном режиме). Напряжение запирания у кремниевых транзисторов $E_{бB} = 0{,}4 \div 0{,}6$ В, у германиевых $E_{бB} = 0{,}2 \div 0{,}3$ В.

Транзисторы отличает высокое значение крутизны, достигающее 10—20 А/В, что значительно превышает обычные значения крутизны генераторных ламп.

Транзисторы работают при низких напряжениях на коллекторе, не превышающих десятков вольт, но при коллекторных токах, измеряемых амперами. Это обусловливает малые значения входных сопротивлений, которые у мощных транзисторов часто имеют порядок единиц ом; требуемые же сопротивления нагрузки измеряются сотнями или десятками ом. Если первое обстоятельство создает серьезные трудности, связанные с шунтированием входной цепью колебательной системы предыдущего каскада, то вторая особенность облегчает получение высокой нагрузочной способности генератора

* Характеристики и схемы приводятся для транзисторов *p-n-p* типа.

даже в диапазоне СВЧ, где эквивалентное сопротивление колебательных контуров резко падает.

Большое значение в работе транзисторов на высоких частотах имеет инерционность носителей зарядов, которая приводит с ростом частоты к постепенному уменьшению амплитуд импульсов коллекторного тока, деформации их формы и росту тока базы с появлением отрицательных выбросов. Это вызывает снижение выходной мощности, к. п. д. и коэффициента усиления, поэтому при выборе транзисторов следует стремиться к тому, чтобы рабочая частота была по крайней мере в 5 раз ниже предельной частоты транзистора $f_т$, указываемой в его паспортных данных.

Характерной особенностью транзисторов является наличие довольно значительного сопротивления потерь в базе. В сочетании с параметрами эмиттерного *p-n* перехода, представляемыми

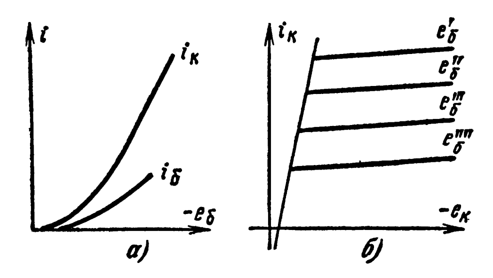


Рис. 6-1. Статические характеристики транзистора.

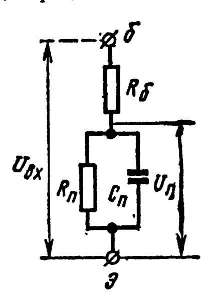


Рис. 6-2. Эквивалентная схема входной цепи транзистора.

сопротивлением потерь и емкостью перехода, эквивалентная схема входной цепи транзистора представляется в виде, изображенном на рис. 6-2. Из структуры схемы следует, что только часть подводимого на вход напряжения передается на переход, и эта часть будет тем меньше, чем выше рабочая частота. У большинства современных мощных транзисторов, кроме того, последовательно с эмиттером в теле прибора создается стабилизирующий резистор, предохраняющий транзистор от развития вторичного пробоя. На высоких частотах приходится учитывать и индуктивность выводов, поэтому входная цепь представляется сложным соединением активных и реактивных элементов, и ее коэффициент передачи в сильной степени зависит от частоты.

Для транзисторов характерны большие междуэлектродные емкости, которые обусловливают наличие значительных паразитных обратных связей между входной и выходной цепями, что часто вынуждает использовать схемы нейтрализации.

Емкости переходов являются нелинейными функциями напряжений на электродах; это обстоятельство затрудняет нейтрализацию и в ряде случаев ведет к паразитной амплитудной или фазовой модуляции в генераторе. В диапазонных передатчиках и в модулируемых каскадах схемы нейтрализации становятся неэффективными.

В связи с тем, что эмиттер, база и коллектор представляют собой слои одного и того же твердого тела, нельзя, как в лампах,

раздельно учитывать потери на электродах, и создание эффективной системы теплоотвода часто решает вопрос о реализуемости режима генератора.

Изменение температуры тела транзистора вызывает смещение его характеристик и значительные изменения режима, что вынуждает обычно использовать специальные схемы для стабилизации его параметров.

Рабочая температура германиевых транзисторов ограничивается 85—100 °С, кремниевых 150—200 °С.

В отличие от ламп транзисторы нельзя даже кратковременно (в импульсном режиме или в пике модуляции) форсировать по напряжениям. В паспортных данных транзисторов указываются предельно допустимые напряжения между электродами. Указываются также и допустимые значения обратных напряжений, превышение которых приводит к возникновению лавинного пробоя.

К числу важнейших предельных параметров транзисторов относятся значения максимального пикового тока коллектора и постоянных составляющих токов коллектора и базы.

6-2. ВИДЫ СХЕМ И ОСОБЕННОСТИ РЕЖИМОВ ГЕНЕРАТОРОВ С ВНЕШНИМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ

На практике находят использование две основные схемы генераторов с внешним возбуждением: с общим эмиттером (аналог усилителя с общим катодом) и с общей базой (аналог усилителя с общей сеткой), приведенные на рис. 6-3. Для согласования малых входного и выходного сопротивлений транзистора с большими эквивалентными сопротивлениями резонансных контуров наиболее широко используют так называемые П-контуры (контуры третьего вида с емкостной

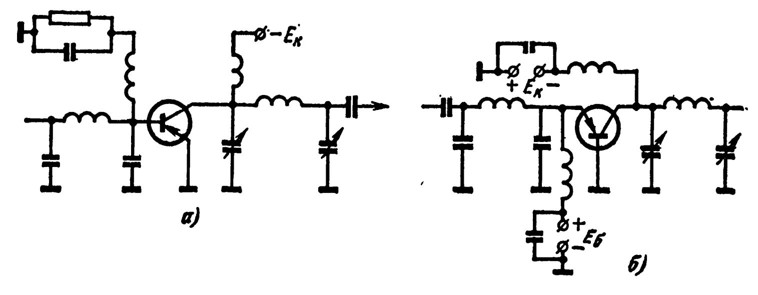


Рис. 6-3. Генераторы с внешним возбуждением с общим эмиттером (*а*) и с общей базой (*б*).

связью с транзисторами). Это одновременно обеспечивает наилучшую фильтрацию высших гармоник.

В области низких частот схема с ОЭ имеет более высокий коэффициент усиления по мощности, чем схема с ОБ, но с повышением частоты благодаря обратным связям через междуэлектродные емкости коэффициент усиления схемы с ОБ становится выше.

Широко используются и двухтактные варианты данных схем.

Малое требуемое сопротивление нагрузки и высокая крутизна линии граничного режима позволяют на относительно низких частотах реализовать работу генераторов в ключевом режиме. *Ключевым режимом* называют режим, при котором во время прохождения импульса коллекторного тока напряжение на коллекторе близко к нулю; переход же к запертому состоянию происходит за очень малую долю периода. Это обеспечивается некоторой расстройкой низкодобротного нагрузочного контура, что и позволяет получить нужную форму коллекторного напряжения. На рис. 6-4 показаны законы изменения напряжения на базе, коллекторе, вид динамической характеристики и форма импульса коллекторного тока в ключевом режиме. В момент отпирания транзистора возрастающим напряже-

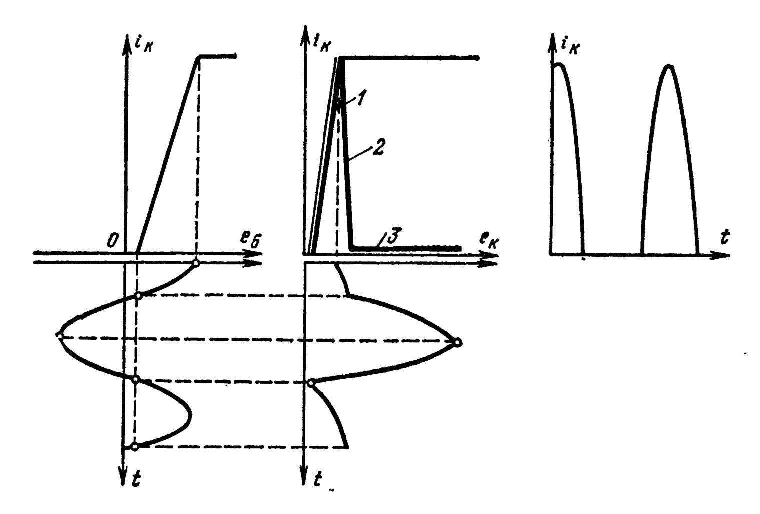


Рис. 6-4. Работа транзистора в ключевом режиме.

нием на базе напряжение на коллекторе минимально и медленно нарастает так, что рабочая точка поднимается по линии граничного режима (участок *1*), где внутреннее сопротивление прибора $R_i = \Delta e_к / \Delta i_к$ очень мало. Когда транзистор становится управляемым базовым напряжением (участок *2*), напряжение на коллекторе продолжает медленно расти, но напряжение на базе уже уменьшается и транзистор быстро запирается (участок *3*). После этого его внутреннее сопротивление становится близким к бесконечности и напряжение на коллекторе быстро возрастает, а затем спадает к началу нового отпирания прибора.

Такой характер использования позволяет получить к. п. д. по коллекторной цепи, превышающий 90%.

Ключевой режим может быть получен также путем специального искажения формы возбуждающего напряжения.

Недостатком ключевого режима является невозможность осуществления безыскаженной амплитудной модуляции и известная сложность и критичность настройки.

6-3. ТРАНЗИСТОРНЫЕ АВТОГЕНЕРАТОРЫ

Все рассмотренные схемы ламповых автогенераторов имеют свои транзисторные аналоги. Достоинством транзисторных вариантов является возможность использования очень слабой связи с контуром благодаря малости требуемого нагрузочного сопротивления и высокой крутизне. Недостатком является сильная режимная и температурная зависимость параметров транзистора. Однако малые потребляемые мощности, небольшие габариты транзистора позволяют легко термостатировать весь генератор и стабилизировать источники питания.

Всем схемам автогенераторов на транзисторах присуща характерная особенность. Дело в том, что у транзисторов при нулевом смещении на базе ток коллектора отсутствует и самовозбуждение затруднено. Для того чтобы в исходном состоянии вывести рабочую точку на участок с большой крутизной и тем самым обеспечить мягкий режим самовозбуждения, на базу подают начальное отпирающее напряжение с потенциометра в цепи коллекторного источника (рис. 6-5).

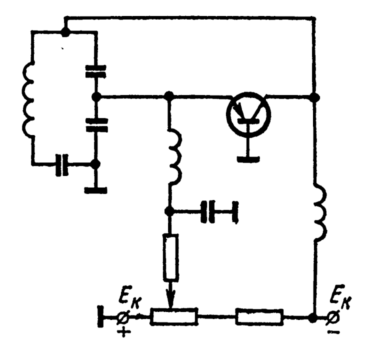


Рис. 6-5. Автогенератор с емкостной обратной связью на транзисторе.

Работа с отсечкой в стационарном режиме обеспечивается включением цепочки автосмещения, вырабатывающей возрастающее смещение в процессе возбуждения.

Второй особенностью транзисторных автогенераторов является возникающая часто необходимость фазовой коррекции при работе на высоких частотах. Уравнение баланса фаз для транзисторного автогенератора имеет вид:

$$\varphi_z+\varphi_{k-D}+\varphi_s+\varphi_{\text{др}}+\varphi_{\text{э.б}}=2\pi n.$$

Здесь, кроме известных для ламповых генераторов фазовых углов, в уравнение входит $\varphi_{\text{др}}$ — фазовый угол, учитывающий конечное время дрейфа носителей, и $\varphi_{\text{э.б}}$ — фазовый угол коэффициента передачи входного напряжения на эмиттерный переход. Обычно углы φ_s и φ_{k-D} много меньше остальных, поэтому условие баланса фаз выглядит так: $\varphi_z \approx -(\varphi_{\text{др}} + \varphi_{\text{э.б}})$.

Как показывают расчеты, оба угла в правой части равенства имеют одинаковый знак и могут в сумме быть более $\pi/2$, а фазовый угол контура всегда менее $\pi/2$. Чтобы добиться баланса фаз, в таких случаях приходится включать в цепь базы дополнительный элемент с реактивным сопротивлением, компенсирующим сумму углов $\varphi_{\text{др}} + \varphi_{\text{э.б}}$.

Для транзисторов характерна большая зависимость расположения статических характеристик и параметров от температуры. Это вынуждает широко применять в усилителях, и особенно в автогенераторах, специальные схемы термокомпенсации.

Термокомпенсацию осуществляют обычно за счет подачи смещения на базу с делителя напряжения от коллекторного источника и включения в цепь эмиттера RC-цепочки, играющей роль элемента отрицательной обратной связи по постоянному току. Часто в цепях смещения ставят терморезисторы или резисторы, зашунтированные полупроводниковыми диодами. Это связано с тем, что увеличение температуры приводит к уменьшению напряжения запирания. Для компенсации данного эффекта необходимо изменять напряжение смещения в ту же сторону.

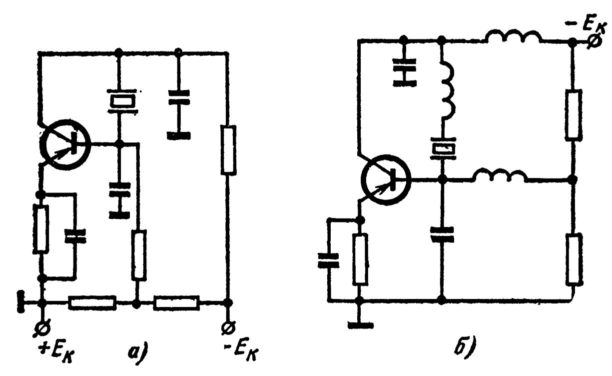


Рис. 6-6. Транзисторные кварцевые генераторы.

Широкое применение нашли кварцевые генераторы на транзисторах. Возможность получения малой связи транзисторов с кварцем благодаря большой крутизне и малому сопротивлению нагрузки, термостатирование всего генератора, малые амплитуды переменных напряжений, обеспечивающие незначительное старение кварца, — все это позволило создать высокостабильные малогабаритные генераторы, которые работают и самостоятельно, и в составе синтезаторов частот.

В настоящее время имеется множество вариантов таких генераторов: в качестве примера на рис. 6-6 приведены две хорошо зарекомендовавшие себя схемы. Схема на рис. 6-6, *а* представляет собой вариант двухконтурного автогенератора с общим коллектором, коллекторный контур которого, имеющий реактивное сопротивление емкостного характера, заменен конденсатором.

В схеме на рис. 6-6, *б* генерация возможна только на частоте последовательного резонанса кварца, когда его сопротивление резко падает, цепь обратной связи замыкается, и самовозбуждение становится возможным.

Для получения стабильных колебаний в диапазоне метровых волн чаще всего используют гармониковые кварцевые генераторы, аналогичные тем, которые были описаны в § 3-4.

Очень высокую стабильность частоты (порядка 10^{-8}) удается получить от кварцевых генераторов на туннельных диодах. Как известно, вольт-амперная характеристика туннельного диода имеет падающий участок, на котором дифференциальное сопротивление $R_д = \Delta u/\Delta i$ имеет отрицательный знак (рис. 6-7, *а*). Если заставить диод работать на этом участке, он может служить источником энергии,

пополняющим потери в подключенной к нему колебательной системе. Возбуждение незатухающих колебаний достигается выбором напряжения смещения на диоде и параметров колебательной системы.

На рис. 6-7, *б* приведен пример одной из схем автогенераторов на туннельном диоде. Колебательная система генератора состоит из кварца, дросселя с ферритовым сердечником, активных и реактивных параметров туннельного диода.

Предельная простота схемы, малое число деталей, малый уровень шумов диода, высокая механическая прочность, малая чувствительность к температуре, возможность термостатирования и стабилизации источников питания маломощного малогабаритного устройства позволяют получить высокую стабильность частоты при большом сроке службы. Недостатком генератора является очень малый уровень мощности, имеющий порядок единиц милливатт.

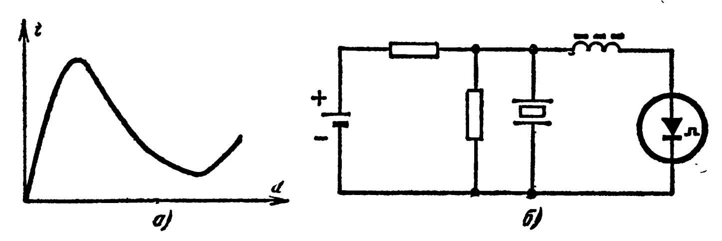


Рис. 6-7. Статическая характеристика и схема генератора на туннельном диоде.

6-4. УМНОЖИТЕЛИ ЧАСТОТЫ

В диапазоне КВ и частично УКВ могут применяться транзисторные умножители частоты, которые по принципу действия и своим особенностям мало чем отличаются от усилителей на транзисторах и от своих ламповых аналогов. Однако появляется и новая возможность получения умножения за счет нелинейной емкости коллекторного перехода.

На более высоких частотах транзисторы теряют свою эффективность и на первый план выдвигаются умножители на полупроводниковых диодах, которые могут использоваться во всех диапазонах вплоть до миллиметровых волн.

В качестве нелинейных элементов, присутствие которых обусловливает наличие высших гармоник, используют в основном варакторы — диоды с емкостью, изменяемой напряжением, и диоды с накоплением заряда и резким восстановлением — ДНЗ.

Отличительной особенностью варакторов является резко выраженная зависимость емкости перехода от величины обратного напряжения. Изменением обратного напряжения практически удается изменять эту емкость в 4—5 раз.

При изменении напряжения на диоде изменится заряд у перехода

$$q = C(u)\,u$$

и через диод потечет емкостный ток

$$i = \frac{\Delta q}{\Delta t}.$$

Поскольку заряд изменяется и за счет нелинейно изменяющейся емкости и за счет напряжения, ток изменяется резко нелинейным образом, вследствие чего интенсивность высших гармоник получается высокой. Благодаря этому к. п. д. умножителя, характеризующий величину отношения мощности n-й гармоники на выходе к мощности входного сигнала, при $n = 2 \div 3$ достигает 60—70%.

Используются практически два типа схем умножителей (рис. 6-8): с параллельным включением диода и двумя последовательными контурами и с последовательным включением диода и двух параллельных контуров. Первый контур настраивается на частоту входного сигнала, а второй на нужную гармонику. Благодаря этому в схеме на рис. 6-8, *а* почти все напряжение возбуждения подается на диод, и параллельная ветвь не шунтирует ни источник, ни диод. В то же время n-я гармоника проходит только в нагрузку и цепь возбудителя не шунтирует ее. Аналогичную роль фильтров выполняют контуры во второй схеме (рис. 6-8, *б*).

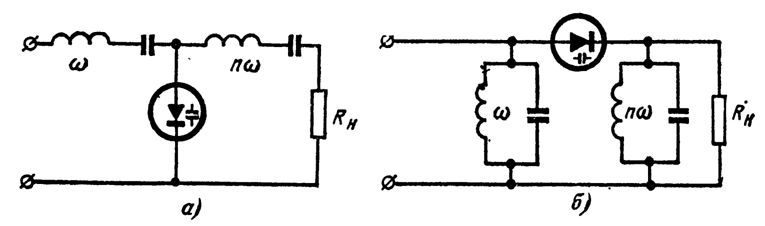


Рис. 6-8. Умножители частоты на параметрических диодах.

Анализ показывает, что в параллельной схеме, если используется сплавной диод (с резким переходом), можно осуществлять только удвоение. Получение более высоких гармоник возможно при использовании диффузионных диодов, но к. п. д. умножителя резко падает с увеличением номера гармоники.

Недостатками данной схемы является отсутствие общей заземленной точки контуров, что затрудняет выполнение умножителей в диапазоне СВЧ, где используются объемные резонаторы, а также малые входное и выходное сопротивления.

Достоинством схемы является отсутствие влияния индуктивностей выводов диода на работу умножителя вплоть до волн сантиметрового диапазона.

В последовательной схеме можно в принципе получать с любыми диодами любые гармоники, и уменьшение к. п. д. с ростом номера происходит менее резко. Поэтому данная схема предпочтительнее, пока индуктивность выводов диода не оказывает заметного влияния на работу умножителя.

Для повышения к. п. д. диодных умножителей часто используют дополнительные, так называемые «холостые» контуры, настраиваемые на промежуточные гармоники. Их включение позволяет снять упомянутые ограничения в параллельной схеме.

Существуют специальные полупроводниковые диоды, в которых особенно сильно проявляются эффекты накопления заряда в p-n переходе и резкого восстановления запертого состояния. Специфика переходных процессов, происходящих в них под воздействием синусоидального напряжения, такова, что протекающий в цепи ток

приобретает резко несинусоидальную форму и спектр его содержит интенсивные высшие гармоники с большими номерами. В умножителях с коэффициентами умножения $n > 4 \div 5$ более выгодно использовать такие диоды.

На очень высоких частотах (в сантиметровом диапазоне волн) широко используют умножители частоты на туннельных диодах.

6-5. ОСОБЕННОСТИ МОДУЛЯЦИИ В ТРАНЗИСТОРНЫХ ПЕРЕДАТЧИКАХ

В транзисторных передатчиках малой мощности часто применяется базовая модуляция смещением (рис. 6-9, *а*). По своим особенностям она аналогична сеточной модуляции смещением и дает возможность работать с очень маломощным модулятором, но при низком к. п. д. модулируемого генератора и довольно значительном коэффициенте нелинейных искажений (15—20%).

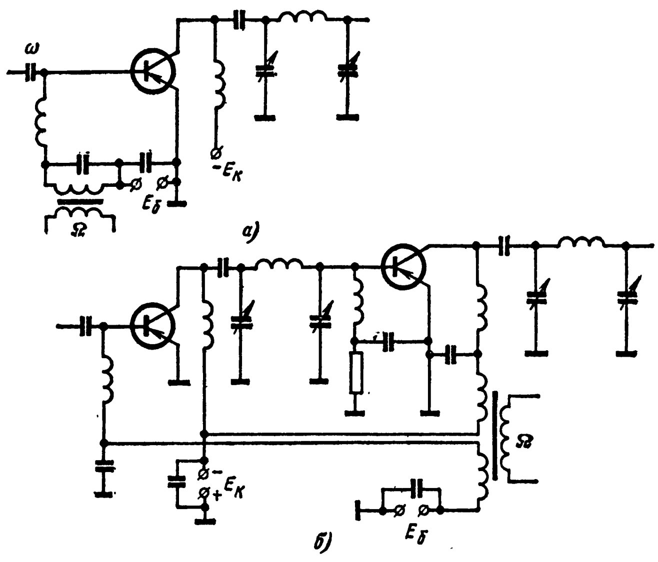


Рис. 6-9. Транзисторные генераторы с базовой модуляцией смещением и комбинированной модуляцией на два каскада.

При коллекторной модуляции не получается тот энергетический выигрыш в использовании генераторного прибора, который характерен для анодной модуляции в ламповых генераторах. Это связано с тем, что транзистор нельзя даже кратковременно форсировать по коллекторному напряжению. Поэтому приходится снижать напряжение источника коллекторного питания по сравнению с телеграфным режимом.

В чистом виде коллекторная модуляция дает большой уровень нелинейных искажений по тем же причинам, которые были рассмотрены при описании анодной модуляции, а также вследствие характерного для транзисторов значительного прямого прохождения. Чтобы

исключить эти недостатки, а также уменьшить ток базы, как правило, используют одновременную синфазную модуляцию в выходном каскаде и предоконечном (рис. 6-9, *б*). Глубина модуляции в последнем обычно находится на уровне 50%. Она может быть получена изменением напряжения на коллекторе (что позволяет использовать один источник коллекторного напряжения) или на базе (что дает выигрыш в мощности модулятора и уменьшает требуемую мощность предыдущего каскада).

Усиление амплитудно-модулированных колебаний чаще всего встречается в однополосных передатчиках. Для получения минимальных искажений используют отрицательную обратную связь за счет падения напряжения на резисторе с малым сопротивлением, включаемом в цепь эмиттера.

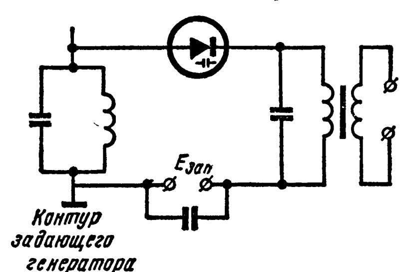


Рис. 6-10. Частотная модуляция с помощью варикапа.

Частотную модуляцию, а в ряде случаев и электронную перестройку в транзисторных передатчиках чаще всего осуществляют путем подключения к контуру автогенератора варикапа, на который подаются постоянное запирающее напряжение и управляющее напряжение (рис. 6-10). Изменение управляющего напряжения приводит к изменению емкости *p-n* перехода, которая входит в колебательную систему автогенератора, и частота генерируемых колебаний изменяется.

При высоких требованиях к линейности модуляции удается получить девиацию частоты порядка долей процента. Если же речь идет о системах перестройки или автоподстройки, где линейность несущественна, изменения частоты могут достигать десятков процентов в зависимости от величины начальной емкости контура.

6-6. ДРУГИЕ СЛУЧАИ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРОВ В ПЕРЕДАТЧИКАХ СВЧ

В настоящее время интенсивно развивается направление применения полупроводниковых диодов в диапазоне СВЧ, там где транзисторы становятся неэффективны. Они используются не только для построения умножителей, но и в качестве генераторов и усилителей.

В диапазоне сантиметровых волн автогенераторы, усилители и умножители могут работать с туннельными диодами, но на очень малом уровне мощности. Значительные же мощности (порядка единиц ватт в непрерывном и сотен ватт в импульсном режимах) уже сейчас дают генераторы на лавинно-пролетных диодах, разработанных А. С. Тагером и независимо от него У. Ридом. Их к. п. д. достигает 40%, что, конечно, уступает электронным приборам, но ряд преимуществ эксплуатационного характера, простота, большой

срок службы, малые габариты и стоимость дают основание считать эти приборы весьма перспективными. Их усилительные свойства основаны на использовании отрицательного динамического сопротивления, возникающего при углах дрейфа носителей, близких к 180°. Здесь еще раз, как и в клистронах, удалось отрицательный эффект — инерционность носителей, обратить в положительный, определивший возможность получения усилительных свойств.

В широком диапазоне частот — от сотен мегагерц до сотен гигагерц — оказались работоспособны диоды Ганна. Они представляют собой однородные бруски полупроводника, помещенные в электрическое поле. При превышении последним некоторого критического значения в них возникают импульсы тока, следующие со сверхвысокой частотой друг за другом. Их частота определяется длиной бруска.

Имеются режимы работы, при которых частота навязывается внешней колебательной системой, а диод играет роль элемента с отрицательным динамическим сопротивлением.

Генераторы с диодами Ганна позволяют получать мощности в единицы ватт в непрерывном и единицы киловатт в импульсном режимах при к. п. д., приближающемся к 15% (теоретически до 20%).

Перспективность развития данных приборов связана с широким внедрением микроэлектронных схем, элементами которых они могут быть. Малый уровень мощностей каждого прибора может быть скомпенсирован сложением мощностей от множества генераторов в общей нагрузке или в эфире с помощью фазированных антенных решеток. Это направление и является в настоящее время передовым фронтом радиоэлектроники, где смыкаются усилия ученых и инженеров разных специальностей.

ОГЛАВЛЕНИЕ

ДМИТРИЙ ПАВЛОВИЧ ЛИНДЕ

Радиопередающие устройства

Редактор *М. Л. Хавин*
Редактор издательства *Т. В. Жукова*
Обложка художника *А. А. Иванова*
Технический редактор *Н. А. Галанчева*
Корректор *В. С. Антипова*

Сдано в набор 18/IV 1974 г. Подписано к печати 30/X 1974 г. Т-18329. Формат 84×108¹/₃₂. Бумага типографская № 2. Усл. печ. л. 9,24. Уч.-изд. л. 12,09. Тираж 100 000 экз. Зак. 1431. Цена 49 коп.

Издательство «Энергия», Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10.

Ордена Трудового Красного Знамени Ленинградское производственно-техническое объединение «Печатный Двор» имени А. М. Горького Союзполиграфпрома при Государственном комитете Совета Министров СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли. 197136, Ленинград, П-136, Гатчинская ул., 26.

НАШИМ ЧИТАТЕЛЯМ

Издательство «Энергия» и редакция МРБ книг не высылают. Литературу по вопросам радиоэлектроники и радиолюбительства можно приобрести в магазинах научно-технической книги или в универсальных магазинах, где есть отдел научно-технической книги.

Публикации о книгах, которые будут издаваться в текущем году, ежегодно печатаются в первых номерах журнала «Радио». Сообщение о вышедших книгах по радиотехнике и электронике, в том числе и о выпусках МРБ, регулярно публикуются в еженедельной газете «Книжное обозрение» в разделах «Энергетика» и «Связь».

Заказывать книги МРБ рекомендуем только по плану текущего года и даже квартала, так как они расходятся очень быстро.

Радиолюбители, живущие в местах, где нет книжных магазинов, могут обратиться в республиканские магазины научно-технической книги своей республики по следующим адресам:

АЗЕРБАЙДЖАНСКАЯ ССР — г. Баку, ул. Саратовца-Ефимова, 30.

АРМЯНСКАЯ ССР — г. Ереван, ул. Абовяна, 17, магазин № 1.

БЕЛОРУССКАЯ ССР — г. Минск, 5, Ленинский проспект, 48.

ГРУЗИНСКАЯ ССР — г. Тбилиси, проспект Руставели, 37.

КАЗАХСКАЯ ССР — г. Алма-Ата, ул. Чайковского, 120.

КИРГИЗСКАЯ ССР — г. Фрунзе, Советская ул., 206, магазин № 1.

ЛАТВИЙСКАЯ ССР — г. Рига, ул. Ленина, 29.

ЛИТОВСКАЯ ССР — г. Вильнюс, проспект Ленина, 29.

МОЛДАВСКАЯ ССР — г. Кишинев, ул. Пушкина, 15.

ТАДЖИКСКАЯ ССР — г. Душанбе, проспект Ленина, 128.

ТУРКМЕНСКАЯ ССР — г. Ашхабад, Хивинская ул., 1.

УЗБЕКСКАЯ ССР — г. Ташкент, 122, Волгоградская ул., 10-а.

УКРАИНСКАЯ .ССР — г. Киев, 30, ул. Ленина, 10, магазин № 1; г. Львов, Базарная ул., 10; г. Харьков, 12, ул. Свердлова, 17.

ЭСТОНСКАЯ ССР — г. Таллин, проспект Ленина, 7.

Радиолюбителям, проживающим в Сибири, рекомендуется обращаться: г. Новосибирск, ул. Станиславского, 6 или Хабаровск, ул. К. Маркса, 23, книжный магазин № 1.

Адрес редакции Массовой радиобиблиотеки: 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10, Издательство «Энергия», Редакция Массовой радиобиблиотеки. Телефон 235-15-28.

Цена 49 коп.